



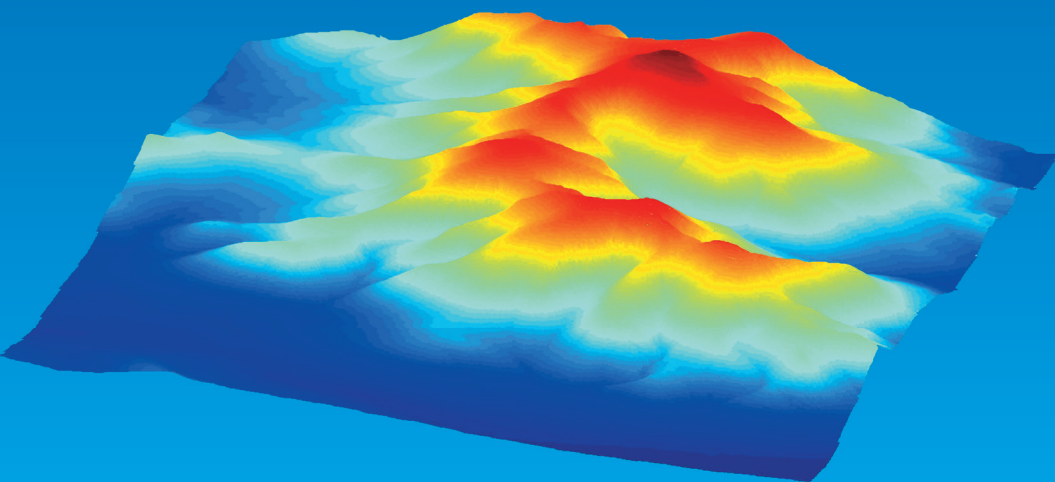
Уральский  
федеральный  
университет

имени первого Президента  
России Б.Н.Ельцина

Институт радиоэлектроники  
и информационных  
технологий

# ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ, РАБОТАЮЩИХ ПО ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Учебное пособие



Министерство образования и науки Российской Федерации  
Уральский федеральный университет  
имени первого президента России Б. Н. Ельцина

# **Полунатурное моделирование бортовых радиолокационных систем, работающих по земной поверхности**

Под общей редакцией  
кандидата технических наук, доцента  
В. Г. Важенина

Рекомендовано Региональным отделением  
УрФО учебно-методического объединения вузов  
Российской Федерации по образованию в области  
радиотехники, электроники, биомедицинской  
техники и автоматизации в качестве учебного  
пособия для студентов высших учебных заведений,  
обучающихся по направлению подготовки  
магистров 11.04.01 — Радиотехника

Екатеринбург  
Издательство Уральского университета  
2015

УДК 629.054:001.891.54(075.8)

ББК 39.671-52в6я73

П53

Авторы:

В. Г. Важенин, Н. А. Дядьков, А. С. Боков, А. К. Сорокин,  
Ю. В. Марков, Л. Л. Лесная

Рецензенты:

кафедра общепрофессиональных дисциплин технических специальностей Уральского технического института связи и информатики (замзав-кафедрой доц., канд. техн. наук Н. В. Будылдина);  
Костоусов Виктор Борисович, канд. физ.-мат. наук, доц., начальник отдела Института математики и механики УрО РАН

Полунатурное моделирование бортовых радиолокационных систем,  
П53 работающих по земной поверхности : учебное пособие / В. Г. Важенин [и др.] ; под общ. ред. В. Г. Важенина. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2015. — 208 с.

ISBN 978-5-7996-1612-0

Представлен теоретический материал, необходимый для освоения вопросов построения современных бортовых радиолокационных систем и устройств навигации летательных аппаратов, работающих по земной поверхности; полунатурного моделирования в условиях, максимально приближенных к реальным условиям их применения; методов, алгоритмов и путей построения имитаторов принимаемых сигналов, в том числе в режиме реального времени.

Для студентов, обучающихся по программе магистратуры по направлению подготовки «Радиотехника» по дисциплинам «Теория и техника радиолокации и радионавигации», «Проблемы современной радиолокации», а также для студентов, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Библиогр.: 74 назв. Рис. 109. Прил. 1.

УДК 629.054:001.891.54(075.8)

ББК 39.671-52в6я73

ISBN 978-5-7996-1612-0

© Уральский федеральный  
университет, 2015

## Основные сокращения

.....

- АКФ — автокорреляционная функция  
АС — антенная система  
АСИ — антенная система имитатора  
АСП — антенная система моноимпульсного пеленгатора  
АЦП — аналого-цифровой преобразователь  
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика  
БНК — бортовой навигационный комплекс  
БПФ — быстрое преобразование Фурье  
БРЛС — бортовая радиолокационная станция  
БЦВМ — бортовая цифровая вычислительная машина  
ВКФ — взаимнокорреляционная функция  
ВПП — взлетно-посадочная полоса  
ВЧГ — высокочастотная головка  
ГУН — генератор, управляемый напряжением  
ДИСС — доплеровский измеритель составляющих вектора скорости  
ДН — диаграмма направленности  
ДНА — диаграмма направленности антенны  
ДОР — диаграмма обратного рассеяния  
ИМ — импульсная модуляция  
ИНС — инерциальная навигационная система  
ИОС-РВ — имитатор отраженного сигнала радиовысотомера  
ИС-БЦВМ — имитаторы сигналов для комплексной отладки программного обеспечения БЦВМ  
КБО — комплекс бортового оборудования  
КРИСС — корреляционный измеритель составляющих вектора скорости  
ЛА — летательный аппарат  
ЛЧМ — линейная частотная модуляция  
ММ — математическая модель  
МО — Министерство обороны  
НЛЧМ — несимметричная линейная частотная модуляция  
НСК — нормальная система координат



- НЧ — низкая частота  
ОАО «УПКБ «Деталь» — открытое акционерное общество «Ураль-  
ское проектно-конструкторское бюро «Деталь»  
ОДО — облако дипольных отражателей  
ОКР — опытно-конструкторская работа  
ОРС — обнаружение, распознавание и сопровождение  
ПАС — программно-аппаратные средства  
ПНМ — полунатурное моделирование  
ППУ — приемопередающее устройство  
ПРД — передатчик  
ПрУ — приемное устройство  
ПЭВМ — персональная электронно-вычислительная машина  
РВ — радиовысотомер  
РВС — радиовысотомерная система  
РЛИ — радиолокационные изображения  
РЛО — радиолокационное оборудование  
РЛС — радиолокационная станция  
РСА — радиолокатор с синтезированной апертурой  
СВЧ — сверхвысокая частота  
СКО — среднеквадратическое отклонение  
СЛЧМ — симметричная линейная частотная модуляция  
ССК — связанная система координат  
ТТХ — тактико-технические характеристики  
УНЧ — усилитель низких частот  
УПМ — установка полунатурного моделирования  
УЭПР — удельная эффективная площадь рассеяния  
ФКМ — фазокодоманипулированный  
ФМ — физическая модель  
ФНЧ — фильтр низких частот  
ФФ — формирующий фильтр  
ФЦО — фоноцелевая обстановка  
ЦАП — цифроаналоговый преобразователь  
ЦОС — цифровая обработка сигнала  
ЧД — частотный дискриминатор  
ЧМ — частотная модуляция  
ЧМ РВ — радиовысотомер с частотной модуляцией  
ЭПР — эффективная площадь рассеяния  
ЭЦ — элементарная цель

## Предисловие

.....

**В** настоящем учебном пособии приведены результаты работ по полунатурному моделированию современных и перспективных бортовых радиолокационных систем и устройств, работающих по земной поверхности. Результаты получены при проведении совместных работ научно-исследовательского института радиоэлектронных систем летательных аппаратов (НИИ РАСЛА), кафедры радиоэлектроники информационных систем УрФУ и ОАО «УПКБ «Деталь» корпорации «Тактическое ракетное вооружение» и в рамках аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009—2011 годы) по проекту «Разработка методов и исследование алгоритмов имитации электромагнитных полей и сигналов в раскрыве приемных антенн бортовых радиолокационных систем обзора земной поверхности».

В учебном пособии использованы результаты, полученные научным сотрудником, канд. техн. наук Соловьяновым А. В. (гл. 3) и ведущим инженером Вдовкиным К. А. (параграф 2.3).

Авторы учебного пособия выражают искреннюю благодарность ОАО «УПКБ «Деталь» (генеральный директор — главный конструктор Пономарев Л. И.) за активную поддержку работы.

Авторы также выражают свою признательность за научно-техническое сотрудничество Нестерову Ю. Г., Мухину В. В., Иофину А. А., Калмыкову Н. Н., Нестерову М. Ю., Сиротину А. Н., Щербакову Д. Е., Золотову Б. Ф., Зонову М. В.

# 1. Назначение, принципы построения, алгоритмы функционирования и особенности моделирования современных и перспективных бортовых РЛС, работающих по земной поверхности

.....

В последние годы все более широкое развитие получают бортовые радиолокационные станции (БРЛС), использующие сигналы, отраженные или рассеянные земной поверхностью. Основными задачами, решаемыми этими БРЛС, является как навигация ЛА по земной поверхности (измерение параметров движения, определение и коррекция местоположения), так и обнаружение, распознавание и классификация объектов, находящихся на земной и водной поверхности [1], [2], [4], [5], [6], [7], [11]–[14], [17], [18], [21], [23], [25], [38], [49], [50].

Актуальной задачей являются как совершенствование существующих БРЛС, так и разработка и отладка новых перспективных РЛС.

Общим для всех этих систем является то, что они или используют в качестве информационного сигнала сигнал, отраженный земной поверхностью, или решают задачи обнаружения объектов на фоне такого сигнала.

При имитации работы автономных БРЛС одной из основных задач является построение математической модели сигнала, отраженного от протяженной земной поверхности, и физическая его имитация. Наиболее эффективно данную задачу можно решить, только учитывая особенности построения, функционирования и применения БРЛС.

В настоящем учебном пособии рассматриваются вопросы имитации сигнала и моделирования БРЛС для двух наиболее распространенных классов:

1) бортовые РЛС, работающие в режиме обзора земной поверхности и решающие задачи обнаружения и распознавания наземных и надводных объектов на фоне отражения от поверхности;

2) бортовые радиолокационные измерители параметров движения ЛА относительно земной поверхности (измерители высоты и составляющих вектора скорости).

## 1.1. Бортовые РЛС, работающие по земной поверхности

.....

### 1.1.1. Общая характеристика БРЛС

Основной тенденцией современного этапа развития бортовых радиолокационных систем обзора земной поверхности является разработка и создание многофункциональных БРЛС, решающих задачи переднего, бокового или секторного обзора, формирования радиолокационного изображения подстилающей поверхности, распознавания и классификации распределенных целей на фоне естественных и искусственных помех, выбора и сопровождения целей в соответствии с заданной логикой работы и полетным заданием. Кроме того, как правило, в современных БРЛС производится оценка помеховой обстановки и обнаружения источников излучения и также существуют режимы наведения на постановщики активных помех и источники излучения.

Обобщенная структура БРЛС обзора земной поверхности и ее взаимодействие с бортовым оборудованием и внешней средой приведена на рис. 1.1.1 [6], [8], [10], [11]–[14], [23]–[25].

Практически во всех современных БРЛС обзора земной поверхности используются сложные широкополосные зондирующие сигналы, обеспечивающие высокое разрешение по дальности и угловой координате (доплеровской частоте). В источнике [11] показано, что с учетом современных средств цифрового формирования и обработки сигналов наиболее предпочтительными являются импульсные сигналы с внутримпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Типичной последовательностью режимов работы на различных стадиях полета может быть:

— на участке подлета к зоне выполнения задачи боковой обзор, в том числе с синтезированием апертуры для коррекции траектории

по радиолокационной карте местности, передний обзор для управления полетом на малых высотах в режиме огибания рельефа;

— секторный обзор и обнаружение целей при входе в зону выполнения задачи;

— боковой обзор в зоне выполнения задачи с синтезированием апертуры для формирования радиолокационного портрета сложных распределенных целей, их классификации, уточнения координат и выбора цели для сопровождения.

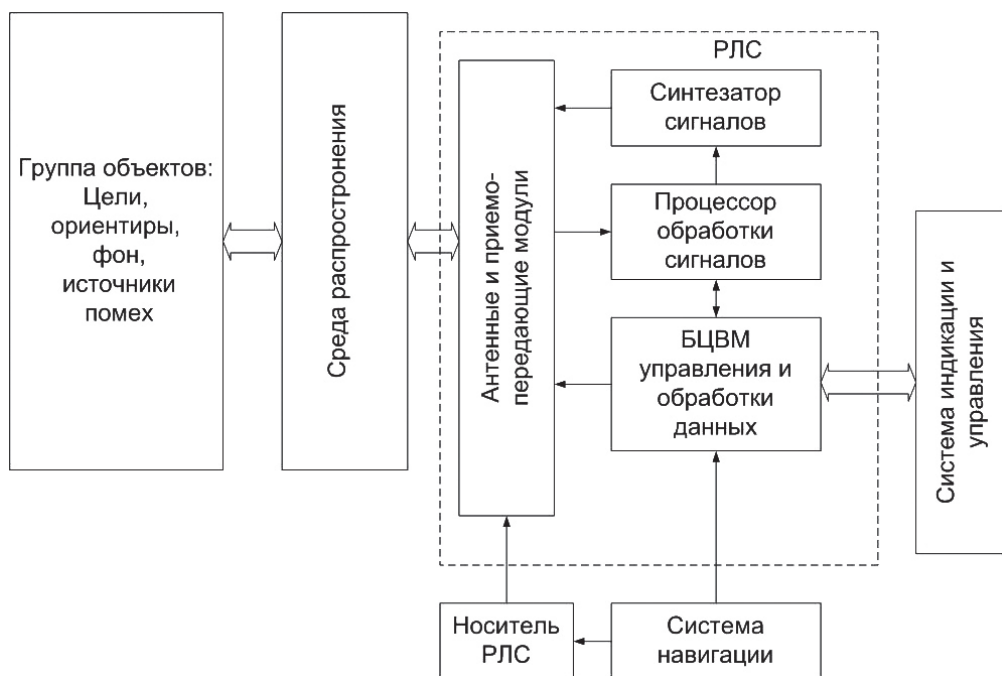


Рис. 1.1.1. БРЛС обзора земной поверхности и ее взаимодействие с КБО и внешней средой

Высокая разрешающая способность по дальности и угловым координатам, требуемая для решения этих задач, обеспечивается использованием сложных широкополосных сигналов с высокой разрешающей способностью как по дальности, так и по доплеровскому сдвигу совместно с моноимпульсным принципом измерения угловых координат.

С учетом изложенных тенденций построения БРЛС задачей полунатурного моделирования становится оценка не только классических

тактико-технических характеристик (ТТХ) РЛС, таких как разрешающая способность по дальности и угловым координатам, вероятности правильного обнаружения, пропуска цели, ложной тревоги, погрешности оценки координат цели, но и вероятностных характеристик процедур классификации целей и отработка логики работы РЛС — смены режимов работы, параметров сигнала, выбора целей и т. д.

В последние годы все более широкое развитие получают принципиально новые авиационные РЛС бокового обзора для обнаружения наземных (надводных) объектов на фоне земных и местных покровов [11], [17], [18], [23], [24]. В современных РЛС бокового обзора предусматривается обеспечение высокой разрешающей способности, что позволяет получать изображения местности и местных объектов, приближающиеся по своему качеству к аэрофотоснимкам (рис. 1.1.2, *а*, *б*), а также определять их координаты с высокой точностью [32]. На рис. 1.1.2 показаны оптические изображения городской застройки и промзоны, на которые наложены радиолокационные изображения (РЛИ). Появляется также возможность наблюдения объектов в любых метеорологических условиях на фоне земной поверх-

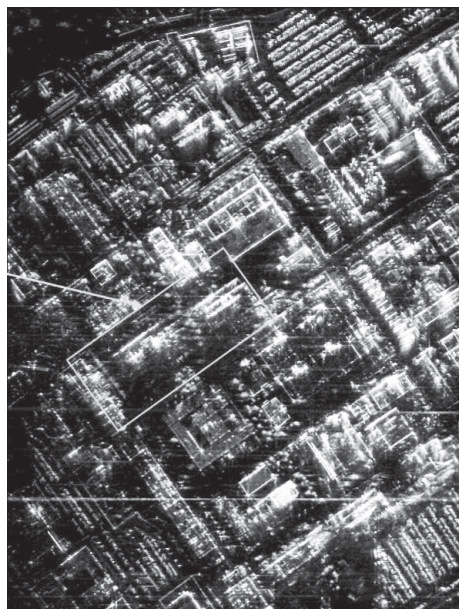


Рис. 1.1.2. Радиолокационные изображения:

*а* — РЛИ фрагмента городской застройки с разрешением 10 см; *б* — РЛИ промзоны с разрешением 30 см



ности и своевременного обнаружения малоразмерных слабоотражающих наземных объектов.

Анализ результатов зарубежных и отечественных исследований показывает, что основными направлениями совершенствования радиолокационных систем является разработка новых методов обнаружения наземных и морских объектов, а также поиск новых систем обработки сложных радиолокационных сигналов. Это связано с тем, что за последнее время в ведущих странах мира огромное внимание уделяется радиомаскировке объектов, особенно относящихся к военной технике.

Как показывает анализ научно-исследовательских работ, результаты которых опубликованы за последние годы, к перспективным методам современной радиолокации, позволяющим эффективно обеспечивать обнаружение и распознавание практически любого класса объектов, относят:

- использование сложных сигналов;
- использование широкополосных или сверхширокополосных сигналов;
- обнаружение объектов и определение их координат по анализу собственного радиотеплового излучения (пассивная локация);
- использование в системах различных диапазонов радиоволн.

Под определение РЛС обнаружения и распознавания наземных и надводных объектов попадает большое количество различных РЛС [23]. К ним относятся активные авиационные РЛС, корабельные и береговые РЛС, а также бортовые РЛС, устанавливаемые на различные виды беспилотных летательных аппаратов. Все эти виды РЛС различаются по используемому диапазону длин волн, виду излучаемого сигнала, тактике их применения и ряду других параметров и характеристик.

В качестве примеров можно привести характеристики некоторых БРЛС.

1. Модульная мультисенсорная система наблюдения и разведки РЛС *HISAR* (фирма-разработчик *Laytheon Electronic Systems*, США). Объединенная система наблюдения и разведки *HISAR*, представляющая собой РЛС с синтезированной апертурой (*SAR*) *I-/J*-диапазона частот, предназначена для пограничного наблюдения, дистанционного сбора данных и проведения всех типов мониторинга (загрязнение нефтью, вырубка леса, экономические зоны).

Система *HISAR* обеспечивает следующие режимы работы:

- широкомасштабный поиск с разрешением 20 м;

- объединенный режим *SAR/MTI* обзора полосы местности с разрешением 6 м в диапазоне 20—110 км;
- режим *SAR* — пятна (телескопического обзора) с разрешением 1,8 м.

2. Бортвая РЛС наземного наблюдения *ASTOR* с высоким разрешением формирования изображений (Великобритания). Программа *ASTOR* спонсируется МО Великобритании и предназначена для обеспечения детального наблюдения за ходом сухопутного сражения и наземными войсками противника. Данная РЛС должна обеспечить получение с высоким разрешением данных о стационарных объектах (образов) и обнаружение подвижных целей.

Первичным радиолокационным датчиком системы принята РЛС с синтезированной апертурой с индикацией движущейся цели (*SAR/MTI*).

3. Радиолокатор для поверхностного наблюдения *J*-диапазона РЛС *AN/APS-144* (фирма-разработчик *AIL Systems Inc.*, США).

Система *AN/APS-144* модульная с быстрой перестройкой частоты, когерентная импульсно-доплеровская РЛС, разработанная для наблюдения за наземной и надводной тактической обстановкой. Основными режимами работы радиолокатора являются обнаружение поверхностной (наземной или надводной) движущейся цели, воспроизведение изображения в режиме *SAR*, перехват.

Эта РЛС предназначена для поверхностного наблюдения с пилотируемых самолетов, вертолетов и беспилотных летательных аппаратов за транспортными наземными средствами и персоналом, судами, низколетящими самолетами с крылом неизменяемой геометрии, вертолетами.

### 1.1.2. Особенности моделирования сигналов БРЛС

Обобщенной мерой разрешающей способности является так называемый разрешаемый объем РЛС. Обычно считают, что разрешаемый объем характеризует совместную разрешающую способность по дальности и угловым координатам. Он ограничен шириной луча по половинной мощности и длиной элемента разрешения по дальности.

Понятие разрешаемого объема позволяет дать определение точечной цели: ее размеры должны быть много меньше размеров разреша-



емого объема. В этом случае длительность импульсов при отражении заметно не изменяется. Вариант классификации радиолокационных целей, в основу которого положен принцип формирования отраженного сигнала в пространстве, показан на схеме рис. 1.1.3 [7].



Рис. 1.1.3. Классификация радиолокационных целей

Исходя из приведенной выше классификации различаются методы моделирования и обнаружения сигналов, отраженных от радиолокационных объектов [1], [9], [15]–[18], [23], [25], [26].

Существует несколько методов математического моделирования отраженного сигнала в раскрыве антенны:

- метод моделирования, основанный на решении электромагнитной задачи или задачи дифракции электромагнитного поля на подстилающей поверхности с присущими ей пространственными и электрическими характеристиками;
- метод, в основу которого положен феноменологический подход. Данный принцип исключает из рассмотрения механизм рассеяния и отражения электромагнитного поля поверхностью. Он позволяет заменить пространственно-электрические характеристики поверхности на соответствующие характеристики отраженного сигнала, известные в большинстве случаев

из экспериментальных данных для конкретных типичных случаев и физических представлений;

- метод моделирования, основанный на чисто эмпирических данных отраженного сигнала, который, как и предыдущий, не затрагивает реального механизма рассеяния и является по существу моделью сигнала. Здесь на основании знания законов распределения параметров отраженного сигнала и корреляционных связей строится статистический эквивалент самого сигнала.

Все из указанных методов моделирования могут дополнять друг друга, базируясь одновременно на экспериментальных данных.

Наиболее оптимальным и, как следствие, чаще используемым является феноменологический подход. Это обусловлено его относительной простотой, довольно хорошим совпадением результатов с результатами экспериментов и невысокой, сравнительно с первым методом, вычислительной сложностью.

При моделировании сигналов, отраженных от однородных протяженных поверхностей (морская поверхность, степь, пашня), лучше использовать эмпирический (статистический) метод, а при моделировании сигналов сложных геометрических объектов — их радиолокационный портрет в данном частотном диапазоне.

Полученный таким образом сигнал поступает на вход приёмника, где и обрабатывается, т. е. происходит фильтрация, обнаружение полезного сигнала и его распознавание (классификация).

## 1.2. Радиовысотомерные системы

.....

Для измерения текущих значений истинной высоты полета самолетов, вертолетов и других летательных аппаратов относительно подстилающей поверхности используются разнообразные высотомеры. Их применение на борту ЛА является важнейшим условием обеспечения безопасности полетов, особенно при полете на малой высоте над сильно пересеченной местностью и при посадке.

Бортовые радиовысотомеры (РВ) являются разновидностью РЛС, но в качестве цели всегда выступает подстилающая поверхность. Кроме оценки высоты, специализированные радиовысотомерные

системы (РВС) могут производить оценку характеристик волнения морской поверхности или толщины ледяного покрова, измерять дальность и параметры радиолокационной цели на фоне подстилающей поверхности.

Основной тенденцией совершенствования РВС, помимо улучшения эксплуатационных характеристик, остается повышение точности во всем диапазоне высот и в расширенном диапазоне угловых эволюций ЛА, в том числе за счет комплексирования с другим бортовым оборудованием, за счет использования алгоритмов, сигналов, направлений излучения, адаптирующихся к помехам, условиям облучения поверхности и эволюциям ЛА.

По типу используемого радиоизлучения и методу его обработки радиовысотомеры делятся на две группы:

- радиовысотомеры с непрерывной частотной модуляцией (ЧМ) — имеют диапазон измерений до нескольких сотен метров (обычно до 1500 м) и широко используются в вертолетных системах и системах посадки;
- радиовысотомеры с импульсной модуляцией (ИМ) — предназначены для измерения больших высот и применяются в военной авиации, космонавтике, а также для других специальных целей.

В разработанных в последние годы радиовысотомерах больших высот с наиболее высокими показателями используют излучение сигналов длинными импульсами с внутриимпульсной частотной модуляцией и с ФКМ. Для них также характерна обработка сигналов в частотной области, и в этом отношении они схожи с ЧМ РВ непрерывного излучения.

Рассмотрим особенности радиовысотомеров, использующих непрерывные и импульсные сигналы.

### **1.2.1. Принципы измерения высоты полета в РВ с ЧМ**

Применение частотной модуляции излучаемого сигнала позволяет создать высотомер с непрерывным излучением, который обладает высокой точностью и разрешающей способностью [7], [25].

На рис 1.2.1 приведена упрощенная структурная схема радиовысотомера с частотной модуляцией зондирующего сигнала.

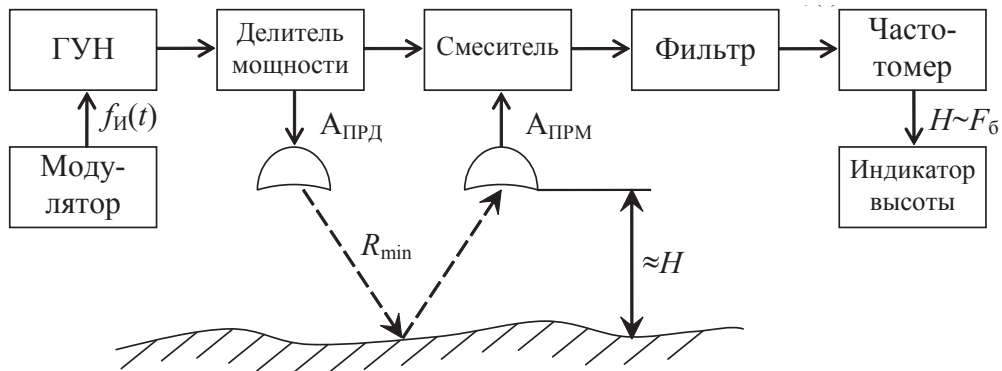


Рис. 1.2.1. Структурная схема радиовысотомера с ЧМ зондирующего сигнала

Определение высоты частотным методом сводится к измерению изменения частоты излучаемых колебаний за время распространения сигнала до отражающего объекта и обратно. Для этого в ГУН подается периодический сигнал, задающий закон изменения частоты сигнала на выходах ГУН. Зондирующий высокочастотный сигнал непрерывно излучается передающей антенной и через время  $\tau_H$ , пропорциональное высоте  $H$ , принимается приемной антенной. Очевидно, что без учета разноса антенн

$$\tau_H = 2R_{\min}/c \approx 2H/c,$$

где  $2R_{\min}$  — кратчайшее расстояние, преодолеваемое радиосигналом при отражении от подстилающей поверхности;  $c$  — скорость света.

Работу высотомера при неизменном расстоянии до объекта поясняет временная диаграмма на рис. 1.2.2. В данном примере используется симметричная линейная частотная модуляция (СЛЧМ), при которой каждый период модуляции состоит из двух одинаковых полупериодов с положительным  $\gamma = df_{\text{и}}/dt > 0$  и отрицательным  $\gamma < 0$  изменением частоты  $f_{\text{и}}(t)$  формируемого и излучаемого радиосигнала.

Верхний график характеризует изменение частоты излучаемых  $f_{\text{и}}(t)$  и принимаемых  $f_{\text{с}}(t) = f_{\text{и}}(t \tau_H)$  колебаний, имеющих среднюю частоту  $f_0$ , период модуляции  $T_M$  и девиацию частоты  $W$ . Средний и нижний графики воспроизводят изменение разностной частоты  $F_6(t) = |f_{\text{и}}(t) f_{\text{с}}(t)|$  и примерный вид «сигнала биений»  $S_6(t)$  — низкочастотной (разностной) составляющей сигнала с выхода смесителя.

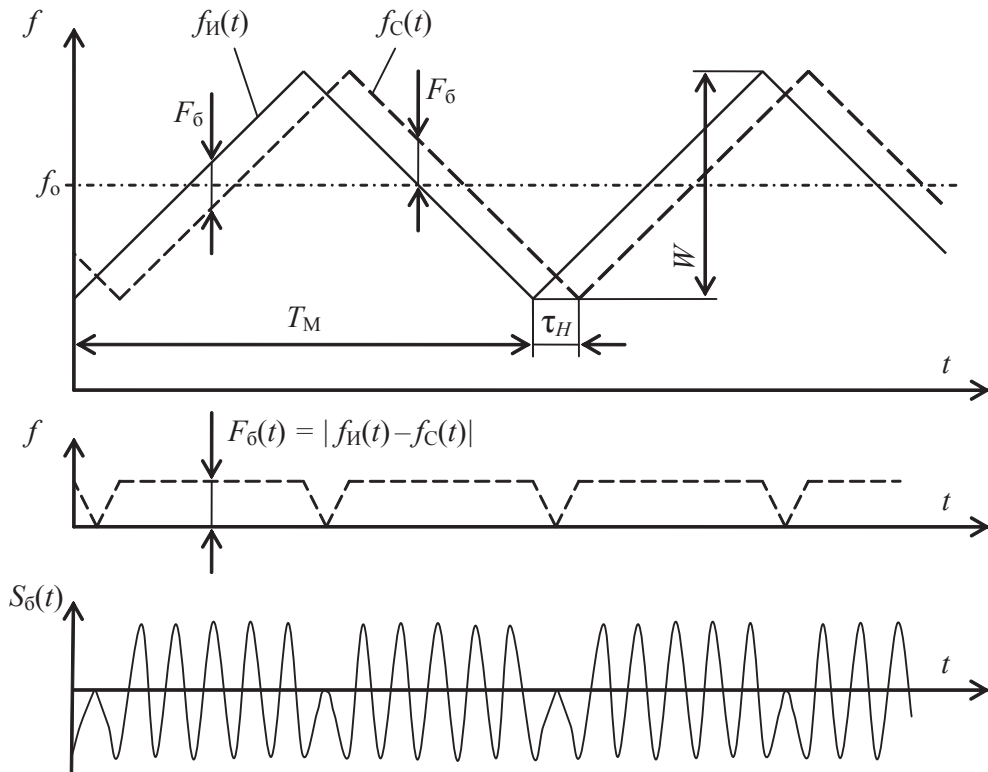


Рис. 1.2.2. Сигналы в радиовысотомере с СЛЧМ зондирующего сигнала

Если частота излучаемых колебаний  $f_H(t)$  изменяется непрерывно по линейному закону со скоростью  $\gamma = df_H/dt = (2W/T_M)$ , то

$$f_H = f_0 + \gamma t = f_0 + \frac{2W}{T_M} t;$$

$$f_C = f_0 + \gamma(t - \tau_H) = f_0 + \frac{2W}{T_M} \left( t - \frac{2H}{c} \right).$$

Найдем разность частот излучаемых и принимаемых колебаний  $\Delta f_H = F_6 = \max(|f_H(t) - f_C(t)|)$  на большей части периода модуляции

$$F_6 = f_H - f_C = \frac{4W}{cT_M} H. \quad (1.2.1)$$

Выражение для  $F_6$  не учитывает провалы кривой  $F_6(t)$  в «зонах обращения» при  $f_{\text{и}} \approx f_{\text{с}}$ . В общем случае частотомер зафиксирует среднюю частоту сигнала биений за период модуляции

$$F_{6\_cp} = \frac{4W}{cT_M} H \left( \frac{T_M - \tau_H}{T_M} \right).$$

При выполнении условия  $\tau_H \ll T_M$  получается  $F_{6\_cp} \approx F_6$ . Следовательно, высота (и дальность до объекта в аналогичных РЛС) может быть найдена по «дальномерной» частоте сигнала биений

$$H = \frac{cT_M}{4W} F_{6\_cp} \approx \frac{cT_M}{4W} F_6. \quad (1.2.2)$$

Оценка высоты по сигналу биений может быть выполнена с различной точностью в зависимости от способа обработки этого сигнала. Перечислим способы обработки принятого сигнала с указанием особенностей.

#### Счетчик нулей

В первых, наиболее простых, системах измерения высоты в качестве частотомера использовали счетчик импульсов, или «счетчик нулей», который фиксировал целое число биений за период модуляции

$$n_D = F_6 T_M = \frac{4W}{c} H. \quad (1.2.3)$$

Измеренная высота  $H$  при этом соответствует среднеквадратической частоте [24] — «центру тяжести» в спектре сигнала биений.

Дискретность отсчета  $\Delta H$ , соответствующая разрешающей способности такого РВ, может быть найдена по изменению числа биений  $n_D$  на единицу из соотношения

$$n_D \pm 1 = \frac{4W}{c} (H \pm \Delta H).$$

Отсюда

$$\Delta H = c/(4W) = \lambda_M/4, \quad (1.2.4)$$

где  $\lambda_M$  — так называемая модуляционная длина волны,  $\lambda_M = c/W$ .

От дискретности отсчета  $\Delta H$  в таком измерителе можно избавиться, если измерять число биений за период модуляции с учетом дробной

части либо так варьировать параметры модуляции, чтобы на периоде модуляции всегда укладывалось целое число периодов сигнала биений.

### Следящий измеритель частоты сигнала биений

Для устранения погрешностей и дискретности отсчета  $\Delta H$  укладывают схему РВ и «следят» за частотой биений  $F_6$ , стабилизируя ее ( $F_6 \approx F_{60} = \text{const}$ ) и выполняя авторегулировку одного из параметров частотной модуляции выражения (1.2.2) при постоянстве остальных параметров. Например, возможно изменение девиации частоты  $W$ , но при этом получается неудобная обратная зависимость  $H$  от  $W$ . Поэтому более выгодно регулировать период модуляции  $T_M$ , для которого характерна линейная связь  $T_M$  с измеряемой высотой  $H$ . Постоянство  $F_6$  позволяет использовать узкополосный приемник с соответствующим выигрышем энергопотенциала. Различные модификации этого метода получили наибольшее распространение. Вариант упрощенной структурной схемы РВ подобного типа представлен на рис. 1.2.3.

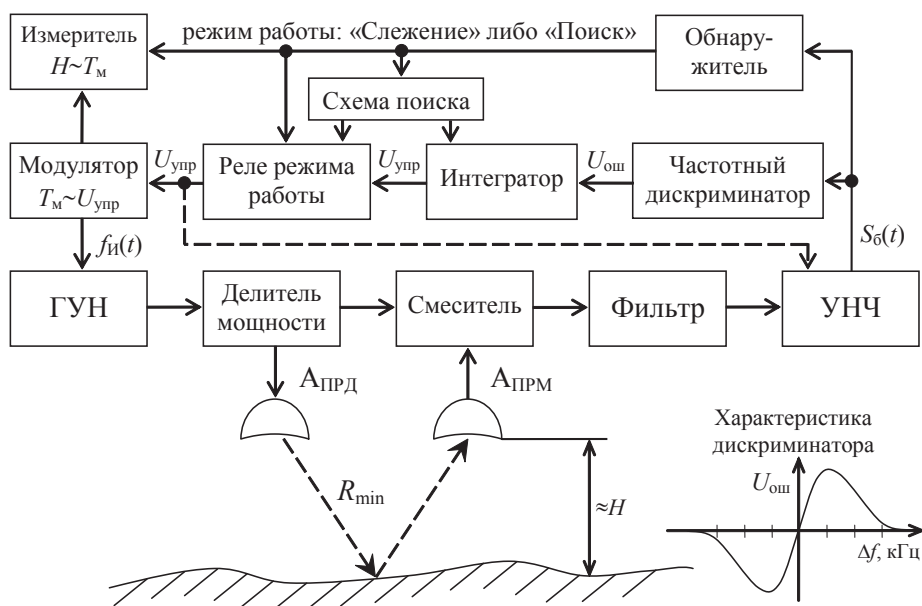


Рис. 1.2.3. Структурная схема РВ со стабилизацией частоты биений

ЧМ сигнал с выхода ГУН через делитель мощности поступает в передающую антенну  $A_{прд}$  и излучается по направлению к отражающей поверхности. Отраженный от нее сигнал поступает в приемную антен-

ну  $A_{\text{прм}}$  и подается на 1-й вход смесителя. На 2-й вход смесителя часть мощности ГУН подается в качестве гетеродинного сигнала. С выхода смесителя после фильтрации высокочастотной составляющей и подавления в полосовом фильтре просачивающегося «прямого» сигнала (в частности, из  $A_{\text{прд}}$  сразу на вход  $A_{\text{прм}}$ ) сигнал биений  $S_6(t)$  подается в усилитель низких частот (УНЧ). Коэффициент усиления УНЧ может регулироваться в зависимости от уровня входного сигнала  $S_6(t)$  и (или) текущей высоты  $H$ .

Контур стабилизации частоты биений  $F_6(t) \approx F_{60} = \text{const}$  образован модулятором, ГУН, передающей антенной, пространством распространения сигнала, приемной антенной и цепью формирования и обработки сигнала биений, которая включает в себя смеситель, фильтр, УНЧ, частотный дискриминатор, интегратор.

Частота усиленного сигнала биений сравнивается с переходной частотой частотного дискриминатора, равной стабилизируемой частоте биений  $F_{60}$ . Типовой вид характеристики дискриминатора — зависимости сигнала ошибки  $U_{\text{ош}}$  от разности частот  $\Delta f = (F_{6\text{cp}} - F_{60})$  — приведен на рис. 1.2.3. Сигнал рассогласования  $U_{\text{ош}}$  поступает в интегратор, устраняющий статическую ошибку в определении равенства частот  $F_6(t)$  и  $F_{60}$  и формирующий управляющий сигнал  $U_{\text{упр}}$ . При рассогласовании в пределах рабочего участка дискриминационной характеристики  $\Delta f \neq 0 \rightarrow U_{\text{ош}} \neq 0$  управляющий сигнал  $U_{\text{упр}}$  изменяют, чтобы вызвать соответствующее изменение длительности рабочего хода модулирующего напряжения в модуляторе. Таким образом, в следующем периоде модуляции сигнал рассогласования будет стремиться к нулю  $U_{\text{ош}} \rightarrow 0$ . Постоянная времени интегратора определяет основные фильтрующие свойства контура стабилизации частоты биений и динамические ошибки РВ.

Обнаружитель контролирует уровни сигнала биений в пределах рабочего участка дискриминатора и может разомкнуть кольцо слежения за сигналом: реле режима работы передает на вход модулятора либо сигнал с интегратора в режиме «Слежение», либо сигнал со схемы поиска. Схема поиска формирует такой сигнал, чтобы период  $T_M$  с небольшой скоростью периодически изменялся в диапазоне, который определяется минимальной и максимальной высотами, с которыми работает высотомер. При этом фактически осуществляется последовательный «просмотр» наличия сигнала, отраженного от земной поверхности, с минимальной до максимальной высоты. При появле-



нии достаточного уровня сигнала обнаружитель переводит РВ в режим «Слежение» при найденном значении периода модуляции  $T_M$ : для этого найденный уровень  $U_{\text{упр}}$  запоминается в интеграторе.

Измеритель в режиме «Слежение» преобразует значение  $T_M$  в измеренную высоту по выражению (1.2.2). В режиме поиска измеритель может фиксировать последнее значение верно измеренной высоты и (или) признак отсутствия отраженного сигнала.

При оценке высоты необходимо учесть, что общая задержка, измеряемая по частоте биений, всегда больше времени распространения радиосигнала, т. к. содержит задержку в антенных кабелях, трактах передачи, приема и обработки сигнала. Поэтому текущее значение измеренной высоты  $H_i$  вычисляется по выражению

$$H_i = H - H_{\text{ост}}, \quad (1.2.5)$$

где  $H_{\text{ост}}$  — остаточная высота, соответствующая суммарной задержке в трактах передачи и обработки сигнала.

Существуют РВ на базе анализаторов спектра, в которых сигнал биений, полученный преобразованием на смесителе, после УНЧ поступает на набор полосовых фильтров или при цифровой обработке в блок БПФ [38]. Для изучения характеристик таких РВ рассмотрим особенности спектра сигнала биений.

### 1.2.2. Структура и алгоритм работы измерителей высоты с ЛЧМ сигналом

Некоторого упрощения аппаратуры РВ достигают при использовании других видов модуляции зондирующего сигнала. Один из вариантов — применение несимметричной линейной частотной модуляции (НЛЧМ) (рис. 1.2.4), который может использоваться и в «неследящих», и в «следящих» РВ.

Дальномерная частота биений между излучаемым и принимаемым сигналами для НЛЧМ при этом определяется соотношением

$$F_6 = \frac{2W}{cT_M} H. \quad (1.2.6)$$

Здесь, в отличие от выражения (1.2.1), в числителе использует множитель 2, а не 4, т. к. общий период модуляции короче в 2 раза.

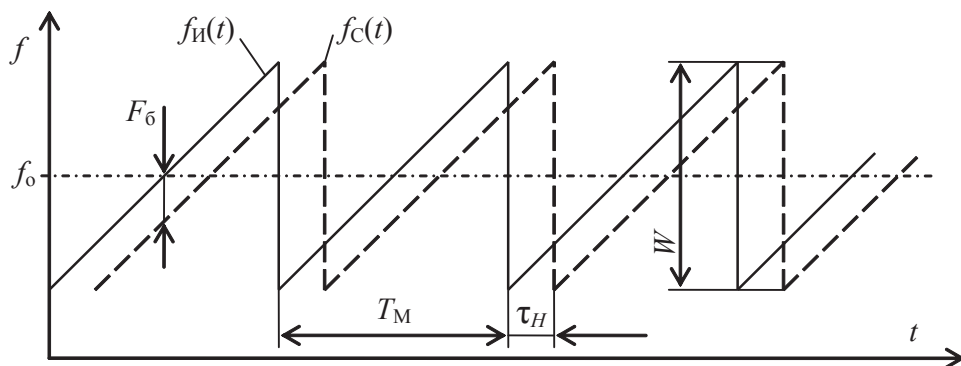


Рис. 1.2.4. Закон модуляции сигнала в РВ с НЛЧМ

При полете ЛА с большими скоростями спектр может смещаться (спуск-подъем) или расширяться (горизонтальный полет) из-за влияния эффекта Доплера, поэтому оценки высоты становятся менее точными. Для компенсации эффекта смещения частоты биений при быстром спуске и взлете ЛА в РВ с СЛЧМ можно использовать усреднение оценок высоты, полученных по первой и второй половине периода модуляции; поскольку при наличии вертикальной скорости в РВ с СЛЧМ частотный дискриминатор будет давать противоположные по знаку отклонения от частоты настройки  $F_{60}$ , эти отклонения усредняются в интеграторе, поэтому общий период модуляции  $T_M$  и оценка высоты  $H$  не изменятся.

На рис. 1.2.5 видна сложность непосредственной оценки  $\tau_H$ , но значение  $F_6 = (F_{61} + F_{62})/2$  найти легко.

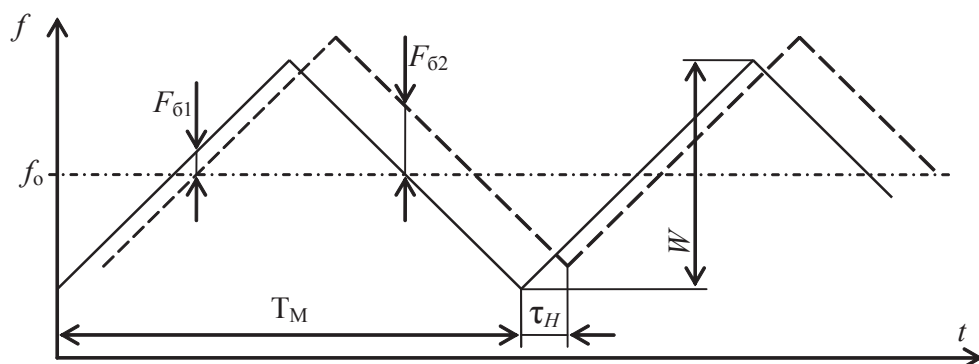


Рис. 1.2.5. Вид сигналов в СЛЧМ РВ при быстром снижении ЛА

При НЛЧМ для устранения влияния эффекта Доплера при наличии вертикальной скорости для расчета высоты можно использовать выражение

$$T_M = \frac{2W}{c F_6} H \left( 1 + \frac{2V_B f_0}{c F_6} \right), \quad (1.2.7)$$

где  $V_B$  — вертикальная скорость (подъем — положительная, снижение — отрицательная), вычисляемая, например, по двум предыдущим последовательным измерениям высоты,

$$V_B = (H_{i-1} - H_{i-2})/T_M.$$

Например, измеритель, построенный на базе микропроцессора, может устранять влияние эффекта Доплера по ряду предыдущих измерений и (или) по информации с других датчиков ЛА.

Выражения (1.2.1)–(1.2.7) получены при упрощенном представлении отражающей поверхности одиночным отражателем на минимальной дальности. В действительности отражение радиоволны происходит от большого участка поверхности в пределах диаграммы направленности антенн ЛА (рис. 1.2.6), поэтому в общем (суммарном на входе приемной антенны) сигнале заложена информация не только о высоте полета  $H$ , но и о различных наклонных дальностях  $R_1, R_2, \dots, R_i$ .

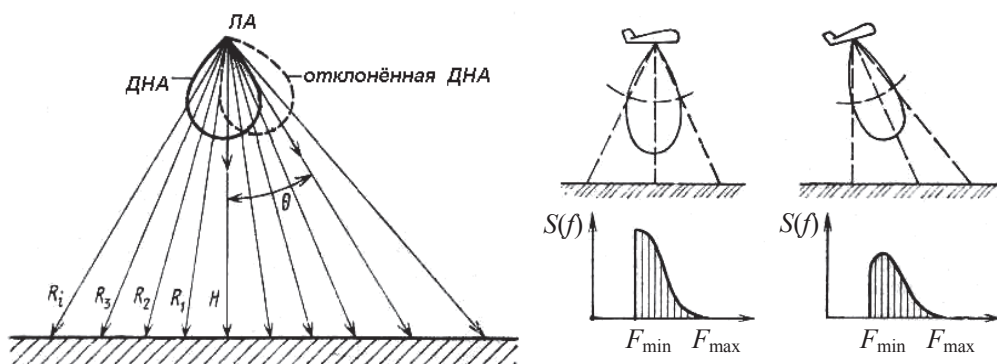


Рис. 1.2.6. Геометрические соотношения при измерении высоты и спектры сигналов, отраженных от поверхности при движении ЛА без тангажа и с тангажом

При исследовании спектра сигнала биений значениям  $R_1, R_2, \dots, R_i$  будут соответствовать составляющие с амплитудой, зависящей от мощности сигналов, принимаемых с соответствующих направлений и даль-

ностей. На рис. 1.2.6 показан пример расширения спектра сигнала биений при отклонении ДНА от вертикального направления. Общую зависимость расширения спектра от величины отклонения ДНА можно получить экспериментально или путем моделирования для точно заданных параметров антенн, поверхности и объектов на ней.

Известно также, что степень отражения от подстилающей поверхности зависит от типа поверхности и угла падения радиоволны. Для приближенных среднестатистических оценок эту зависимость описывают и экспериментально исследуют аналогично ДНА в виде функции амплитуды отраженного сигнала от угла падения-отражения радиоволны и называют диаграммой обратного рассеяния (ДОР). Учет отражающих свойств цели (зависящих от конфигурации цели, электрических свойств ее материала и отношения размеров цели к длине волны) в радиолокации выполняют через эффективную площадь рассеяния (ЭПР) цели либо для поверхностей через удельную (на  $1 \text{ м}^2$ ) ЭПР.

Распределение энергии в спектре сигнала биений исследовано и описано в работах Жуковского А. П., Виницкого А. С., Тяпкина Л. Н., Зубковича С. Г., Комарова И. В. и др. На рис. 1.2.7 приведены экспериментальные нормированные огибающие спектра сигнала биений при линейных законах ЧМ для вертикального зондирования стационарных морских поверхностей разного уровня волнения [7].

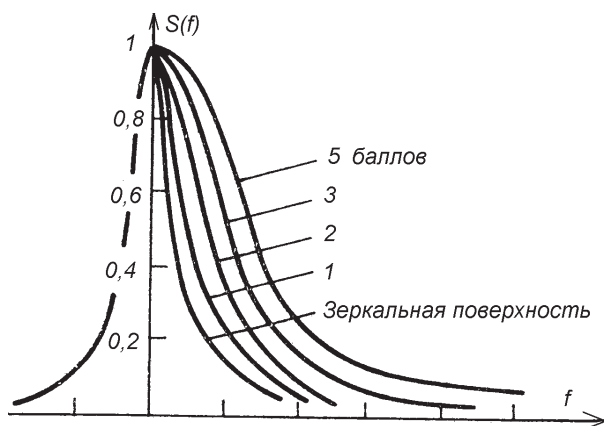


Рис. 1.2.7. Огибающие спектра сигнала биений над морскими поверхностями разного уровня волнения

Из рис. 1.2.7 видно, что огибающая имеет несимметричный вид и растянута вправо из-за протяженности поверхности. Для объясне-

ния формы и асимметрии спектра рассмотрим процесс формирования спектра сигнала биений с точки зрения метода равноудаленных поверхностей [25] (рис. 1.2.8).

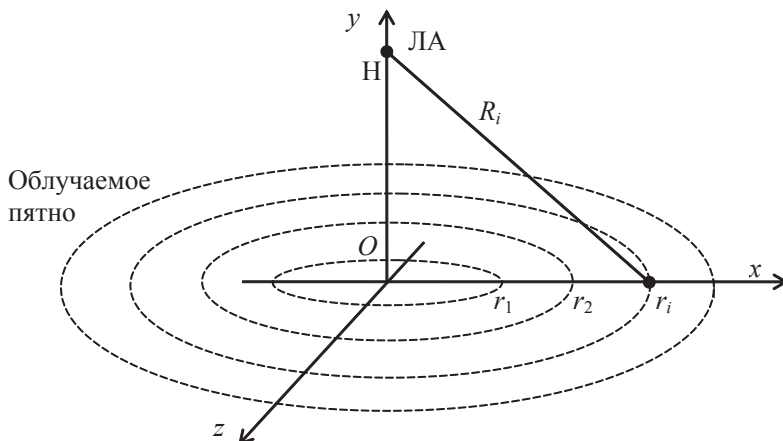


Рис. 1.2.8. Геометрия модели равноудаленных поверхностей

Амплитуда гармоники сигнала для некоторой дальности пропорциональна площади поверхности, находящейся на этой дальности. Если разбить облучаемую плоскость на концентрические кольца, то их площадь можно записать в следующем виде:

$$S = S_1 - S_2 = \pi r_1^2 - \pi r_2^2 = \pi(r_1^2 - r_2^2) = \pi(r_1 - r_2)(r_1 + r_2),$$

где  $S_1$  и  $S_2$  — площади концентрических кругов;  $r_1$  и  $r_2$  — радиусы этих кругов.

Примем  $r_1 + r_2 = 2r$ ,  $r_1 - r_2 = \Delta r$ , тогда  $S = 2\pi r \cdot \Delta r$ . Отсюда напряжение  $i$ -й гармоники

$$U_i = \left( \frac{H}{R_i} \right)^2 G_i \sqrt{\sigma_i} \cdot 2\pi r \cdot \Delta r,$$

где  $R_i$  — наклонная дальность до внешнего радиуса  $i$ -го круга;  $G_i$  и  $\sigma_i$  — коэффициенты учета ДНА и ДОР в направлении соответствующего  $i$ -го кольца,  
или

$$U_i = \left( \frac{H}{R_i} \right)^2 G_i \sqrt{\sigma_i} \cdot 2\pi \sqrt{R_i^2 - H^2} \cdot \Delta r. \quad (1.2.8)$$

Проанализировав выражение (1.2.8), можно обнаружить, что при наклонных дальностях, близких к высоте, т. е. малых углах наклонной дальности, напряжение  $i$ -й гармоники растет за счет увеличения второго радикала в формуле сначала быстро (как функция  $\sqrt{x}$ ), формируя резкий передний фронт спектра гармоник, потом медленно. Изменения ДНА и ДОР в этих углах невелики по сравнению с изменением радикала, и с увеличением номера гармоники ее напряжение растет. При больших углах (т. е.  $R_i \gg h$ ), наоборот, величины ДОР и ДНА, а также квадрат отношения высоты к наклонной дальности будут быстро уменьшаться, а скорость увеличения радикала заметно снизится. Это приведет к появлению заднего фронта, а, следовательно, спектр сигнала биений будет иметь ярко выраженный пик. В области больших углов наклонной дальности ДНА и ДОР убывают гораздо медленнее, чем растет значение радикала в области малых углов, поэтому задний фронт будет иметь существенно меньшую крутизну, чем передний. Форма спектров сигналов биений ЛЧМ РВ на рис. 1.2.7 различна для морских поверхностей разного уровня волнения, что объясняется разной зависимостью  $\sigma_i$  (коэффициенты учета ДОР, например, в формуле (1.2.8)) в направлении соответствующих колец для разных поверхностей. Эти зависимости можно упрощенно аппроксимировать аналогично ДНА и охарактеризовать соответствующим параметром, называемым шириной ДОР.

При кренах ЛА максимум огибающей спектра несколько смещается в сторону более высоких частот. Чем шире ДН, тем менее заметно это смещение. Важно, что и при кренах нижняя частота среза спектра, соответствующая истинной высоте полета, не изменяется. Правда, при больших кренах мощность сигнала на частоте  $F_{\min}$  может стать ниже допустимого уровня. Чтобы этого избежать, обычно ширина ДН на уровне половинной мощности берется больше максимального угла крена.

Необходимо также иметь в виду, что при наличии движения ЛА происходит смещение отдельных сигналов в суммарном спектре по оси частот на значение доплеровского сдвига. Поэтому действительное распределение энергии в спектре сигнала биений определяется шириной, формой ДНА и ДОР поверхности, отклонением максимумов этих диаграмм от вертикали, скоростью и направлением движения ЛА.

Характеристики РВС должны выбираться с учетом эффектов расширения спектра сигнала биений, вызванного разными факторами.

Общая полоса пропускания тракта обработки сигнала биений в типовом радиовысотомере определяется полосой пропускания УНЧ. Параметры полосы пропускания для одного из серийных РВ:

- УНЧ имеет среднюю частоту АЧХ 30 кГц, полосу пропускания по уровню  $-3$  дБ, равную 12 кГц;
- дискриминатор построен на расстроенных фильтрах с частотами настройки 25 и 35 кГц и полосой пропускания 10–12 кГц.

При рассмотренной ранее схеме работы следящего РВ измеренное значение высоты будет определяться настройками и типом частотного дискриминатора (ЧД). Наиболее простая реализация ЧД — настройка на центр тяжести спектра сигнала биений, прошедшего через фильтр сигнала биений и УНЧ. Более сложная — настройка на передний фронт с помощью выделителя минимальной частоты спектра сигнала биений [25], наиболее точно соответствующих кратчайшему расстоянию до подстилающей поверхности.

Возможно построение РВ с частотной модуляцией, но с фазовой или корреляционной обработкой. Наибольшее распространение получили РВ с частотной обработкой преобразованного принятого сигнала на промежуточной частоте и обработкой сигнала биений. Определение высоты сводится к измерению какого-либо одного частного параметра (средняя частота сигнала биений, период частотной модуляции, девиация частоты передатчика) при сохранении постоянного значения остальных параметров.

### **1.2.3. Структура и алгоритм работы измерителей высоты с импульсным сигналом**

Радиовысотомер (РВ) с импульсной модуляцией (ИМ) предназначен для измерения высоты над подстилающей поверхностью посредством определения времени задержки между излученными и принятыми сигналами.

Упрощенная структурная схема РВ с ИМ (рис. 1.2.9) включает в себя передатчик (ПРД), приёмник (ПРМ) и измеритель.

Принцип работы РВ с ИМ состоит в следующем: излученные импульсы, сформированные во временном модуляторе (ВМ), проходят через тракт ПРД, отражаются от подстилающей поверхности и принимаются приёмником (ПРМ), затем момент принятого сигнала срав-

нивается с моментом его излучения во временном дискриминаторе (ВД). Задержка далее пересчитывается в расстояние до подстилающей поверхности. Сглаживающие цепи (СЦ) являются вспомогательным блоком, позволяющим формировать импульсы и обрабатывать принятый сигнал.

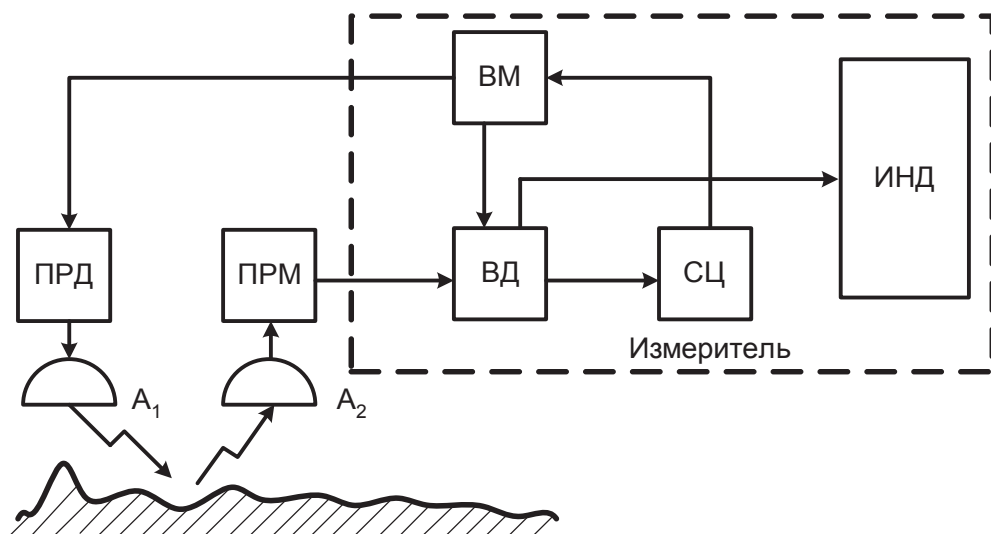


Рис. 1.2.9. Структурная схема радиовысотомера (РВ) с ИМ:

ПРД — передающее устройство; ПРМ — приемное устройство; ВМ — временной модулятор; ВД — временной дискриминатор; СЦ — сглаживающие цепи; ИНД — индикатор;  
 $A_1, A_2$  — приемопередающие антенны

Измеряемым параметром для импульсного радиовысотомера является расстояние до протяженной подстилающей поверхности. Поэтому если импульс, отраженный точечной целью, по форме и длительности  $\tau_{\text{и}}$  мало отличается от излучаемого, то импульс, отраженный поверхностью, существенно растянут относительно излученного из-за приема сигналов от участков облучаемой площадки, удаленных на различные расстояния от антенны радиовысотомера. Отраженный импульс на шкале времени представляет собой реализацию случайного процесса с гауссовским распределением и огибающей, определяемой в основном диаграммой направленности антенны высотомера. Измерение истинной высоты импульсным радиовысотомером сводится к выделению переднего фронта отраженного импульса и измерению его запаздывания относительно излучаемого.



Дальность до цели  $R$  определяется по времени запаздывания  $\tau_R$  отраженного целью сигнала относительно излученного

$$\tau_R = 2R/c.$$

Минимальная дальность, на которой приемник может принять сигнал при отсутствии излучения передатчика, ограничена длительностью импульса передатчика  $\tau_{\text{и}}$

$$R_{\min} \geq c (\tau_{\text{и}} + t_{\text{в}})/2, \quad (1.2.9)$$

где  $t_{\text{в}}$  — время восстановления чувствительности приёмника после окончания импульса передатчика.

Максимальное значение однозначно измеряемой дальности ограничено периодом повторения импульсов  $T_{\text{п}}$

$$R_{\max} \leq c \tau_{R\max}/2 = c T_{\text{п}}/2,$$

т. к. при истинном  $\tau_{\text{рист}} > T_{\text{п}}$  возможен ложный отсчет  $\tau_R$  относительно ближайшего импульса передатчика.

При заданных превышениях сигнала над шумом и пороге точность  $\delta_{\tau_R}$  оценки  $\tau_R$  ограничена крутизной фронта импульса  $\tau_{\text{фр}}$

$$\delta_{\tau_R} \geq \tau_{\text{фр}},$$

а разрешающая способность  $\Delta\tau_R$  при наличии двух близких по дальности целей даже при идеальной схеме обработки ограничена длительностью импульса  $\tau_{\text{и}}$  (рис. 1.2.10)

$$\Delta\tau \geq \tau_{\text{и}}. \quad (1.2.10)$$

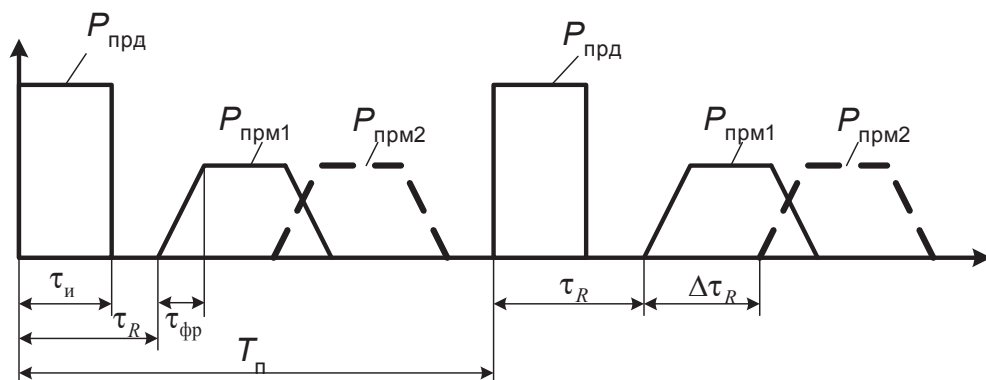


Рис. 1.2.10. Временные интервалы при работе РВ с ИМ

Известно, что при заданных пиковой мощности передатчика и периоде повторения импульсов для увеличения энергии излучаемого сигнала, определяющей дальность действия РЛС, необходимо увеличивать длительность импульсов  $\tau_{\text{и}}$ , уменьшая скважность  $T_{\text{п}}/\tau_{\text{и}}$ . Но при этом в соответствии с выражениями (1.2.9) и (1.2.10) возрастает  $R_{\text{min}}$ , т. е. сокращается диапазон измеряемых дальностей ( $R_{\text{max}} - R_{\text{min}}$ ), а также ухудшается разрешающая способность РЛС ( $\Delta\tau_R \geq \tau_{\text{и}}$ ).

В РВ с ИМ передний фронт отраженного импульса является основным параметром отраженного сигнала, непосредственно влияющим на точность измерения высоты. Амплитуда отраженных импульсных сигналов подвержена колебаниям приблизительно в соответствии с рэлеевским распределением. Для равномерно рассеивающей поверхности при прямоугольной форме зондирующего импульса энергия переднего фронта отраженного сигнала возрастает по линейному закону в течение времени, равного длительности зондирующего импульса, после чего энергия отраженного сигнала убывает.

Такой линейный закон возрастания энергии отраженного сигнала справедлив только для усредненной серии импульсов, хотя он хорошо аппроксимирует и отдельные отраженные импульсы, если полоса пропускания приёмника не меньше величины, обратной длительности зондирующего импульса.

#### 1.2.4. Основные погрешности радиовысотомера

Исследования статистических, энергетических, спектрально-корреляционных и временных характеристик отраженного сигнала в совокупности с рассеивающими характеристиками статистически неровной поверхности являются теоретической основой для рассмотрения точностных характеристик радиовысотомеров [7]. При высокостабильной радиоаппаратуре ошибки радиовысотомеров, связанные со случайным характером принятого сигнала и динамикой полета ЛА, можно разделить на три составляющие: ошибки, вызванные смещением средней оценки измеряемой высоты (смещение оценки), флуктуационные и динамические ошибки.

##### Смещение оценки

Основная причина смещения средней оценки высоты состоит в том, что отраженный сигнал формируется от большого участка по-

верхности, как показано на рис. 1.2.11, и в нем заложена информация не только о высоте полета  $H$ , но и о различных наклонных дальностях  $R_1, R_2, \dots, R_i$  в пределах, ограниченных диаграммами направленности антенн. При измерении высоты по временной задержке отраженного сигнала ее значение соответствует не истинной высоте полета  $H$ , а некоторой наклонной дальности  $R_1^*$ , которая зависит от статистических свойств отражающей поверхности, диаграмм направленности антенн, параметров зондирующего сигнала и способов обработки принятого сигнала.

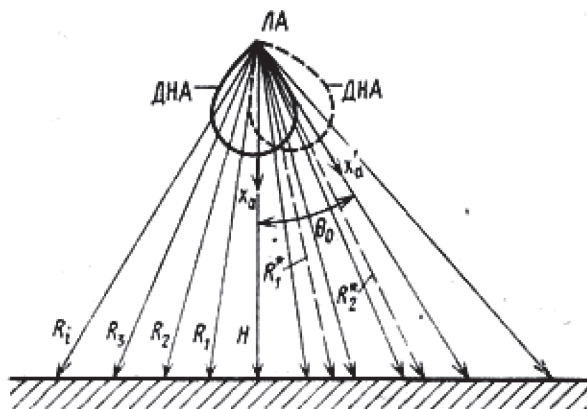


Рис. 1.2.11. Геометрические соотношения при измерении высоты

С целью классифицировать способы обработки принятого сигнала при получении информации о высоте введены понятия локального и интегрального способов. В первом случае обрабатывается часть отраженного сигнала, приходящая от участков поверхности в окрестности нормали  $H$ , во втором — обрабатывается весь сигнал и измеряется первый (второй и т. д.) момент огибающей спектра или импульса отраженного сигнала.

Таким образом, измеренное тем или иным способом значение задержки будет смещено относительно истинного значения. Казалось бы, отклонение среднего значения задержки от истинного значения можно было бы учесть. Однако при смене типов отражающих поверхностей (вода, пашня, лес и т. д.), обычной в реальной ситуации полета ЛА, изменяются диаграммы обратного рассеяния поверхностей и статистические характеристики сигнала (огибающая, спектр, корреляционная функция). Если бы на борту ЛА имелась информация об облучаемой поверхности, то указанные отклонения в среднем можно было бы ском-

пенсировать. Однако в большинстве реальных случаев подобные априорные сведения о диаграмме обратного рассеяния отсутствуют, поэтому над неоднородной местностью отклонения смещения оценки высоты становятся случайными, и их невозможно учесть и скорректировать.

Другая причина возникновения смещения оценки измеряемой высоты вызвана эволюциями ЛА по крену и тангажу. Отклонение оси  $x_a$  диаграмм направленности антенн от вертикали на угол  $\Theta_0$  приводит к изменению измеренной средней (групповой) задержки отраженного сигнала. Информация о величине крена и тангажа ЛА на борту или отсутствует, или имеется, но не используется для коррекции показаний радиовысотомера. Поэтому показания последнего будут соответствовать наклонной дальности  $R_2^*$  вместо истинной высоты  $H$ .

В книге [9] показано, что при горизонтальном полете абсолютное смещение оценки пропорционально нормированной дальности и высоте. Там же отмечено, что измерители с локальной обработкой сигнала позволяют получить значительно меньшие ошибки из-за смещения оценки (вызванного протяженностью поверхности), чем измерители с интегральной обработкой. При наличии в принятом сигнале когерентной компоненты, т. е. в случае слабошероховатой поверхности, работа измерителей улучшается, т. к. уменьшается ошибка из-за смещения и увеличивается крутизна дискриминатора.

### Флуктуационные ошибки

Ошибки данного типа обусловлены флуктуациями отраженного сигнала и наличием помех на входе радиовысотомера. Флуктуационные ошибки измерений высоты чаще всего имеют нормальное распределение, поэтому для их оценки может быть использована дисперсия ошибки. В случае применения других законов распределения, что имеет место при малых скоростях движения ЛА и малой инерционности измерителя, кроме дисперсии необходимо вводить дополнительные характеристики, например вероятность того, что ошибка не превысит заданного значения величины.

Смещение средней оценки и флуктуационные ошибки можно характеризовать общим нестационарным законом распределения с переменной дисперсией и переменным средним значением.

Исходя из такого представления при проектировании радиовысотомера полную ошибку по высоте можно задавать на некотором интервале  $-\Delta H \dots +\Delta H$  с определенной вероятностью.

### Динамические ошибки

Причина возникновения радиовысотомеров заключается в инерционности измерителя по отношению к изменениям измеряемого параметра.

Основная задача при анализе ошибок следящих измерителей высоты сводится к вычислению дискриминационных и флуктуационных характеристик при воздействии на вход измерителя сигнала, отраженного от протяженной статистически неровной поверхности, и помех [7]. Затем путем разложения в ряды указанных характеристик определяются смещения оценки и флуктуационные ошибки. Вопросы анализа динамических ошибок РВ практически ничем не отличаются от анализа этих ошибок в любых других линейаризованных системах автоматического регулирования.

### 1.2.5. Автономная навигационная система на базе РВ

Кроме непосредственного измерения высоты полета, принцип, реализованный в РВ, позволяет решать задачу автономной навигации.

Особый интерес представляют корреляционно-экстремальные методы определения текущих координат ЛА по картам физических полей Земли. Одним из наиболее информативных и устойчивых физических полей является рельеф подстилающей поверхности. Применительно к этому виду полей сущность корреляционно-экстремального метода навигации сводится к следующему (рис. 1.2.12).

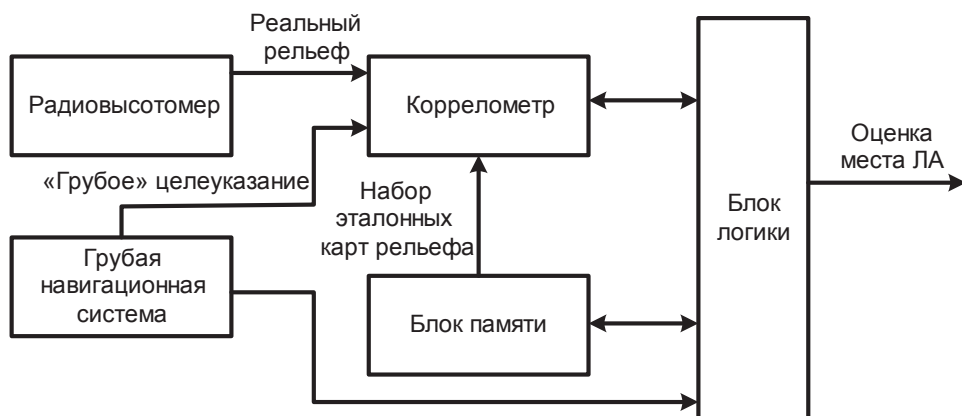


Рис. 1.2.12. Приближенная схема автономной навигационной системы

В память бортового вычислителя вводится эталонная карта рельефа различных участков поверхности на предполагаемой трассе полета. Основным источником измерительной информации является установленный на борту ЛА радиовысотомер, регистрирующий реальный рельеф поверхности под ЛА. В бортовом вычислителе наблюдаемый в текущее время рельеф сравнивается с заложенными в память эталонными наборами реализаций рельефа для различных участков трассы полета. Блок логики по максимуму коэффициента взаимной корреляции определяет наиболее близкую к наблюдаемой эталонную реализацию рельефа и осуществляет по этой реализации точную привязку текущих координат ЛА к местности. Чтобы не перегружать бортовую память, обычно рельефометрическая система используется совместно с более грубой (например, инерциальной) навигационной системой. Эта система дает грубое целеуказание рельефометрической системе, а последняя уточняет ее данные.

### **1.2.6. Структура и алгоритм работы измерителей высоты с ФКМ сигналом**

При решении задач измерения высоты используются различные типы сигналов. Весьма перспективно использование импульсных сигналов с фазокодовой манипуляцией (ФКМ).

Принцип измерения высоты с помощью ФКМ РВ такой же, как и при использовании других типов зондирующих сигналов. Он заключается в измерении времени распространения сигнала до цели (подстилающей поверхности).

Для повышения таких показателей РВ, как скрытность работы радиолокационного оборудования (РЛО), его массы и габаритов, выгодно уменьшать мощность излучаемого сигнала (пиковую и среднюю). Для улучшения вышеперечисленных показателей РЛО используются сигналы с фазокодовой манипуляцией. Использование их позволяет сохранить потенциал радиолинии без повышения средней мощности передатчика РЛС, существенно уменьшив при этом пиковую. Одними из наиболее перспективных и распространенных сигналов с ФКМ являются *M*-последовательности и коды Баркера. Однако применение кодов Баркера ограничено их малой максимальной длиной.

Увеличение длительности сигнала позволяет повысить потенциал радиолинии за счет когерентного накопления сигнала в приёмнике при обработке. Такие сигналы могут состоять из набора элементарных посылок (импульсов), объединенных в когерентные пачки. В этом случае ширина спектра такого сигнала  $\Delta f$  ограничивается длительностью одного импульса в пачке, а длительность сигнала  $\Delta t$  равна длительности всей пачки. Следовательно, база сигнала

$$B = \Delta f \cdot \Delta t = n \cdot \Delta f \cdot \Delta \tau_i,$$

где  $\Delta \tau_i$  — длительность каждого импульса в пачке;  $n$  — количество импульсов в пачке.

База сигнала показывает, во сколько раз может быть повышен потенциал радиолинии при использовании такого сигнала. При базе, меньшей или примерно равной единице, сигналы считаются простыми, при базе, существенно большей единицы, — сложными.

Для повышения однозначности и уменьшения боковых лепестков АКФ последовательность импульсов кодируется фазовым сдвигом, т. е. каждый импульс в пачке имеет свой собственный фазовый сдвиг относительно первого импульса. Это и есть так называемые сигналы с фазокодовой манипуляцией (ФКМ). Самыми распространенными сложными сигналами, сигналами с ФКМ, являются коды Баркера и М-последовательности, также возможно использование псевдослучайных последовательностей.

При использовании ФКМ сигналов передатчик радиолокационной станции излучает последовательность импульсов с фазовой манипуляцией, которую можно описать моделью

$$S(t) = \exp(j\omega_0 t + A(n, \Delta \tau) \varphi_i),$$

где  $A(n, \Delta \tau)$  — дискретная функция изменения фазы сигнала для  $n$ -го значения с периодом  $\Delta \tau$ . Для примера код Баркера (последовательность 1, 1, 1, 0, 0, 1, 0, где 1 означает фазовый сдвиг  $0^\circ$ , а 0 —  $180^\circ$ ) и промодулированный им сигнал представлены на рис. 1.2.13.

Одной из характеристик такого сигнала является автокорреляционная функция (АКФ)

$$R_S(\tau) = \int_{-T}^T S(t) S(t + \tau) dt,$$

где  $T$  — длительность сигнала;  $\tau$  — взаимный временной сдвиг между сигналами.

В качестве примера АКФ кода Баркера 7-го порядка (7 импульсов в пачке) представлена на рис. 1.2.14.

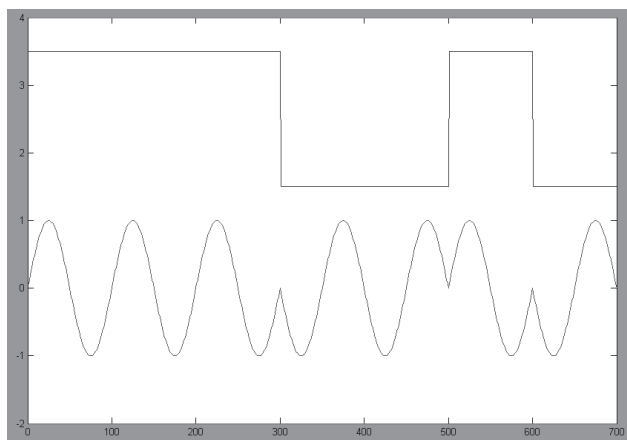


Рис. 1.2.13. Код Баркера 7-го порядка

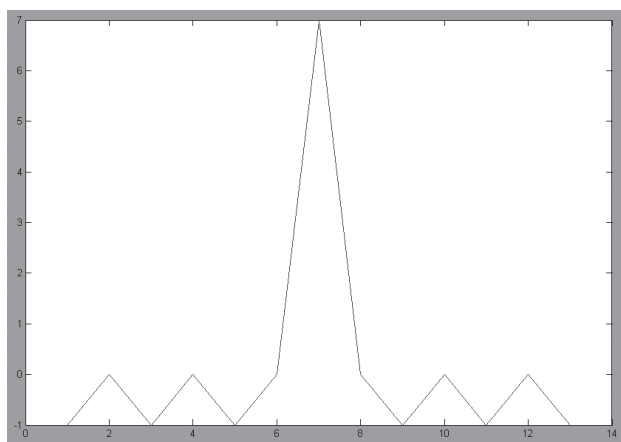


Рис. 1.2.14. АКФ кода Баркера 7-го порядка

Эта функция показывает, во сколько раз максимальное значение сигнала после корреляционной обработки вырастет по сравнению с амплитудой излученного сигнала и каков будет уровень второстепенных максимумов (боковых лепестков).

Для приема сигналов с ФКМ применяют оптимальные (с точки зрения отношения сигнал-помеха на выходе) приёмники [18]. Для обработки сигнала в таких приёмниках используется взаимная корреляционная функция (ВКФ) принятого  $S_{\text{пр}}$  и излученного сигналов  $S$



$$R(\tau) = \int_{-T}^T S(t) S_{\text{ПР}}(t + \tau) dt.$$

Максимальное значение данная функция приобретает при полном совпадении принятого и излученного сигналов, т. е. положение максимального значения этой функции будет зависеть от времени задержки сигнала в канале распространения. Для обнаружения максимума в сигнале следует использовать пороговое устройство.

В целом обработка таких сигналов подразумевает сначала вычисление ВКФ принятого сигнала и излученного (опорного), пороговую обработку и измерение временной задержки чтобы определить дальность до цели. Структурная схема приёмника, выполняющего эти функции, представлена на рис. 1.2.15.

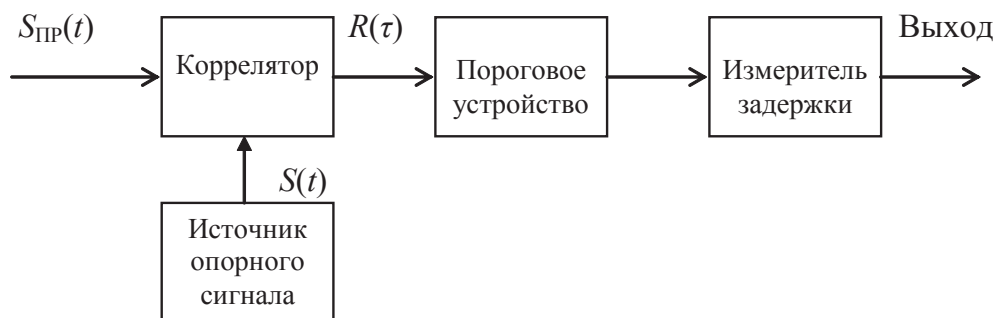


Рис. 1.2.15. Приёмник ФКМ сигналов с использованием коррелятора

Для построения приёмника таких сигналов возможно и использование согласованного фильтра. Согласованным с сигналом считается фильтр, импульсная переходная характеристика которого является функцией, комплексно сопряженной с сигналом, с которым он согласован. Поэтому на выходе такого фильтра будет присутствовать отклик, являющийся сверткой входного сигнала и опорного, с которым согласован фильтр. Эта свертка вычисляется так же, как и ВКФ. Для этого случая структурная схема приёмника представлена на рис. 1.2.16.

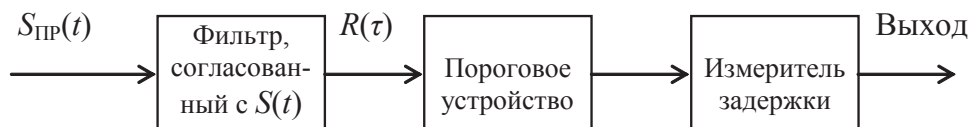


Рис. 1.2.16. Приёмник ФКМ сигналов с использованием фильтра

Обработку принятого приёмником сигнала можно проводить как аналоговыми, так и цифровыми методами. Более актуально на сегодняшний день использовать цифровую обработку сигнала. Этот вид обработки позволяет получить самые хорошие, по сравнению с аналоговой, стоимостные и массогабаритные параметры устройства, а также обеспечивает высокую гибкость устройства, как параметрическую, так и алгоритмическую. Импульсный РВ с ФКМ и цифровой обработкой сигнала может быть построен в соответствии со структурной схемой, изображенной на рис. 1.2.17.

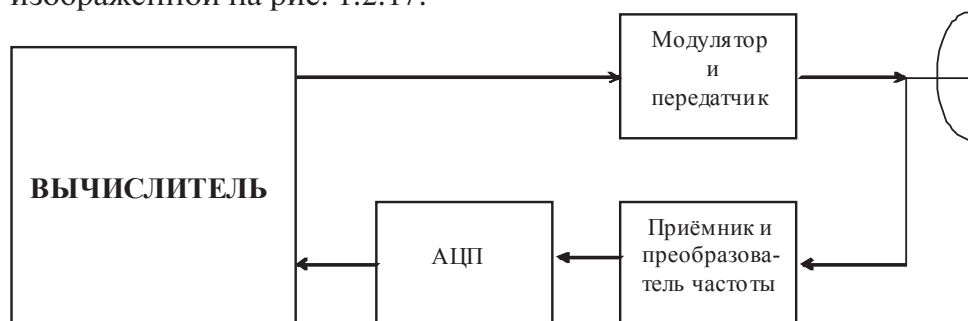


Рис. 1.2.17. Структура ФКМ РВ

При построении вычислителя такого устройства можно использовать различные способы обработки принятого сигнала. Простейший из них — это непосредственное фазовое детектирование принятого сигнала с последующей обработкой сигнала (рис. 1.2.18). При такой реализации вычислителя сигнал сначала поступает на фазовый детектор, который переносит сигнал с промежуточной на нулевую частоту. Затем согласованный фильтр вычисляет ВКФ принятого сигнала, обнаружитель и измеритель производят оценку высоты и наличия отраженного сигнала. Фазовое детектирование при этом может осуществляться как до АЦП, в аналоговом виде, так и после, в цифровом.

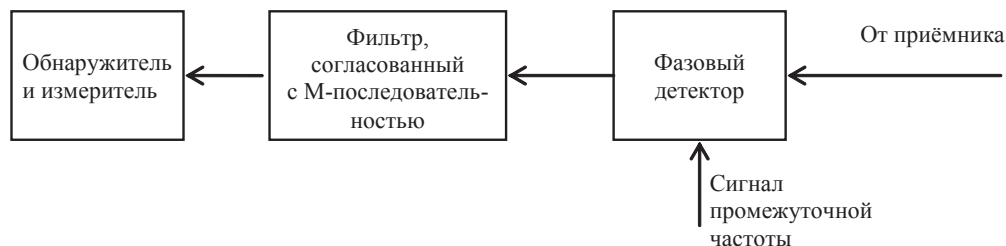


Рис. 1.2.18. Структура вычислителя с использованием ФД

Разумеется, при построении вычислителя такого типа при дискретизации принятого сигнала должны выполняться условия теоремы Котельникова, т.е. частота квантования должна более чем вдвое превышать промежуточную частоту (при цифровом ФД). В некоторых случаях это требование становится невыполнимым, тогда можно использовать обработку с выделением квадратурных составляющих, как показано на рис. 1.2.19.

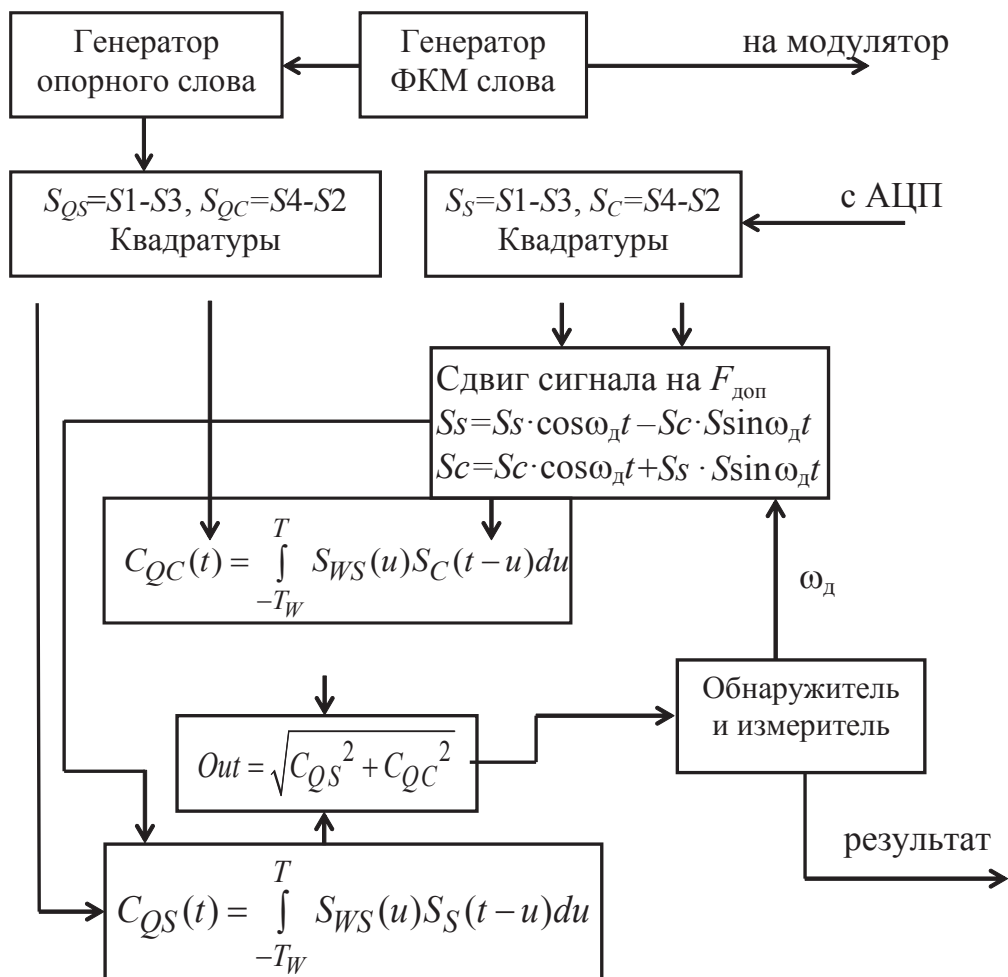


Рис. 1.2.19. Алгоритм работы вычислителя при использовании квадратурной обработки

При использовании данного алгоритма сначала из принятого сигнала вычисляются косинусная и синусная квадратуры сигнала

$$S_s = S1 - S3;$$

$$S_c = S4 - S2,$$

где  $S1-S4$  — четыре периодически повторяющихся отсчета сигнала.

Такой способ получения квадратурных составляющих возможен только при использовании относительно узкополосных сигналов и при частоте квантования, равной  $4/3$  промежуточной частоты.

Необходимо вычислить и квадратурные составляющие опорного слова  $M$ -последовательности. Они вычисляются подобным способом. Затем сигнал сдвигается по частоте на предполагаемый доплеровский сдвиг частоты:

$$S_s = S_s \cos(\omega_d t) - S_c \sin(\omega_d t),$$

$$S_c = S_c \cos(\omega_d t) + S_s \sin(\omega_d t).$$

Далее производится поквадратурная свертка принятого сигнала с опорным.

Свертка синусной квадратуры

$$C_{QS}(t) = \int_{-T_w}^T S_{WS}(u) S_s(t-u) \cdot du.$$

Свертка косинусной квадратуры

$$C_{QC}(t) = \int_{-T_w}^T S_{WC}(u) S_c(t-u) \cdot du,$$

где  $T$  — длительность принятого сигнала;  $T_w$  — длительность опорного сигнала;  $S_{WS}$  и  $S_{WC}$  — соответственно синусная и косинусная составляющие опорного сигнала.

Сигнал на входе обнаружителя и измерителя является модулем поквадратурной свертки

$$Out = \sqrt{C_{QS}^2 + C_{QC}^2}.$$

По этому сигналу и происходит обнаружение отраженного сигнала и измерение высоты.

Особо следует отметить тот факт, что при получении свертки осуществляется так называемое доплеровское сжатие ДНА. Сжатие происходит вследствие того, что сигналы, отраженные под большими углами (и с больших наклонных дальностей), имеют больший доплеровский сдвиг относительно подрадарной точки и, следовательно, меньший коэффициент корреляции с опорным сигналом. Это приводит к тому, что амплитуда основного лепестка в АКФ при увеличении расстройки по частоте будет снижаться и сигнал, отраженный от участков поверхности впереди и сзади ЛА, при больших углах визирования будет сильно уменьшаться, что эквивалентно сужению ДНА.

Использование сигналов с ФКМ позволяет существенно повысить потенциал радиоканала и скрытность работы либо снизить пиковую излучаемую мощность сигнала.

Для построения и исследования работы измерителей высоты необходимо проводить моделирование радиолокационной обстановки и алгоритмов формирования и обработки сигналов в радиоприемном тракте. Следует отметить, что погрешности РВ с ФКМ будут иметь тот же характер, что погрешности РВ с ЛЧМ и ИМ.

Вопросы моделирования сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, и моделирования измерителей высоты рассмотрены в гл. 6.

### 1.3. Радиолокационные измерители составляющих вектора скорости полета

#### 1.3.1. Общие принципы радиолокационного измерения параметров движения

Известные принципы построения бортовых радиолокационных измерителей параметров движения ЛА относительно подстилающей поверхности основываются на неоднородности реальных поверхностей, индивидуальности отдельных ее участков, которые в силу этого могут служить точками отсчета, относительно которых производится измерение координат скорости движения ЛА.

Для пояснения принципов измерения воспользуемся моделью формирования отраженного сигнала [4], [5], [9], [25], [47], когда под-

стилающая поверхность представляется в виде совокупности статистически независимых дискретных отражателей, размеры которых много меньше пятна облучения, но много больше длины волны (рис. 1.3.1).

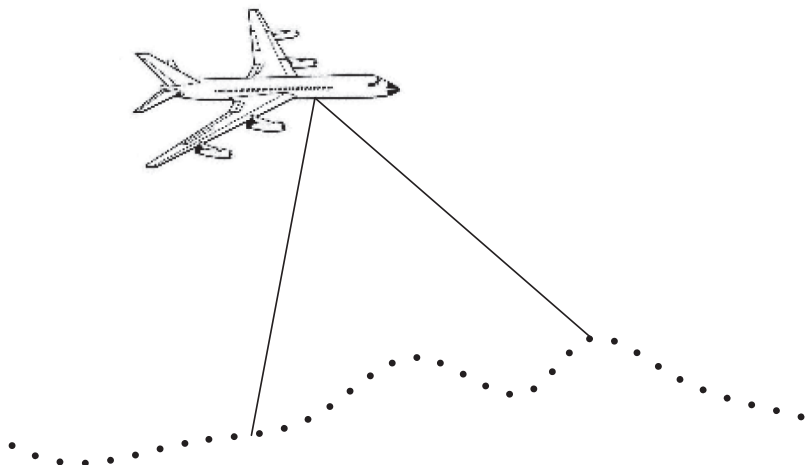


Рис. 1.3.1. Облучение протяженной поверхности

Отражатели задаются случайным коэффициентом и фазой отражения, распределенными по рэлеевскому и равномерному законам соответственно. Среднее значение коэффициента отражения в направлении локатора определяется углом между местной нормалью к элементу подстилающей поверхности и направлением на локатор — углом падения и описывается диаграммой обратного рассеяния. ДОР определяется неоднородностью поверхности, и чем ближе поверхность к зеркальной, тем уже ДОР. В предположении, что зондирующий сигнал немодулирован, элементарный отраженный сигнал может быть представлен в виде суммы произведений амплитудных и фазовых множителей, зависящих от параметров приемопередающего устройства, подстилающей поверхности, взаимной ориентации и скорости движения ЛА и элемента поверхности:

$$u(t) = \sum_i K_i(R_i(t), \overline{P}_r, \overline{D}_i, \overline{\alpha(t)_i}) U(t - 2R_i(t)/C) \times \cos(\omega_0(t - 2R_i(t)/C) + \Psi(t - 2R_i(t)/C) + \varphi_i), \quad (1.3.1)$$

где  $K(R_i)$  — амплитудный множитель, зависящий от расстояния  $R_i(t)$  до  $i$ -го отражателя, вектора угловых координат  $\overline{\alpha(t)_i}$ , характеризую-

щих взаимное угловое положение ЛА и элемента поверхности, вектора параметров приемопередающего устройства  $\overline{P}_r$  (излучаемой мощности, длины волны, параметров антенной системы) и подстилающей поверхности  $\overline{D}_i$  (удельной ЭПР, ДОР и т.д.);  $U(t)$  — амплитудная модуляция зондирующего сигнала;  $2R_i(t)/C$  — задержка сигнала от  $i$ -го отражателя;  $\omega_0$  — несущая частота;  $\Psi(t)$  — фазовая модуляция зондирующего сигнала;  $\varphi_i$  — случайная фаза отражения элементарного сигнала.

Из выражения (1.3.1) следует, что отраженный сигнал представляет собой сумму элементарных случайных сигналов и определяется текущим ансамблем отражателей, лежащих в пределах облучаемой площади, соотношением амплитуд и фаз элементарных сигналов. При сделанных выше допущениях отраженный сигнал является гауссовским процессом с нулевым средним и полностью описывается дисперсией и корреляционной функцией. Можно заметить, что при изменении расстояния до элемента поверхности амплитудный множитель изменяется пропорционально расстоянию и угловым координатам, в то время как фазовый множитель изменяется в пределах  $0-2\pi$  пропорционально остатку от деления расстояния на длину волны. Отсюда можно сделать вывод, что флуктуации отраженного сигнала в основном определяются изменением разности фаз отраженных элементарных сигналов в пределах облучаемой площади

$$\Delta\varphi_i = \frac{2V_i}{C} \omega_0 t.$$

При равномерном движении, если положить размеры антенной системы (АС) пренебрежимо малыми по сравнению с расстоянием до элемента поверхности, фазы элементарных сигналов меняются по линейному закону, что соответствует смещению частоты отраженного сигнала элементарного отражателя на величину доплеровского сдвига

$$fd_i = \frac{2V_i}{C} \omega_0 = \frac{2V_i}{\lambda} = \frac{2V \cos(\alpha_i)}{\lambda},$$

где  $V_i$  — скорость ЛА относительно элемента поверхности;  $V$  — модуль скорости ЛА;  $\alpha_i$  — угол между вектором скорости и вектором, соединяющим фазовый центр АС с элементом поверхности.

Если антенная система обеспечивает селекцию элементарных сигналов, имеющих близкий доплеровский сдвиг частоты, как представлено на рис. 1.3.1, то суммарный сигнал является узкополосным слу-

чайным процессом, средняя частота которого определяется средним распределением амплитуд элементарных сигналов в облучаемой площади  $\overline{fd} = \frac{2V \cos(\overline{\alpha_0})}{\lambda}$ . На измерении среднего сдвига частоты отраженного сигнала и основан принцип действия доплеровских измерителей составляющих вектора скорости (ДИСС) (рис. 1.3.2).

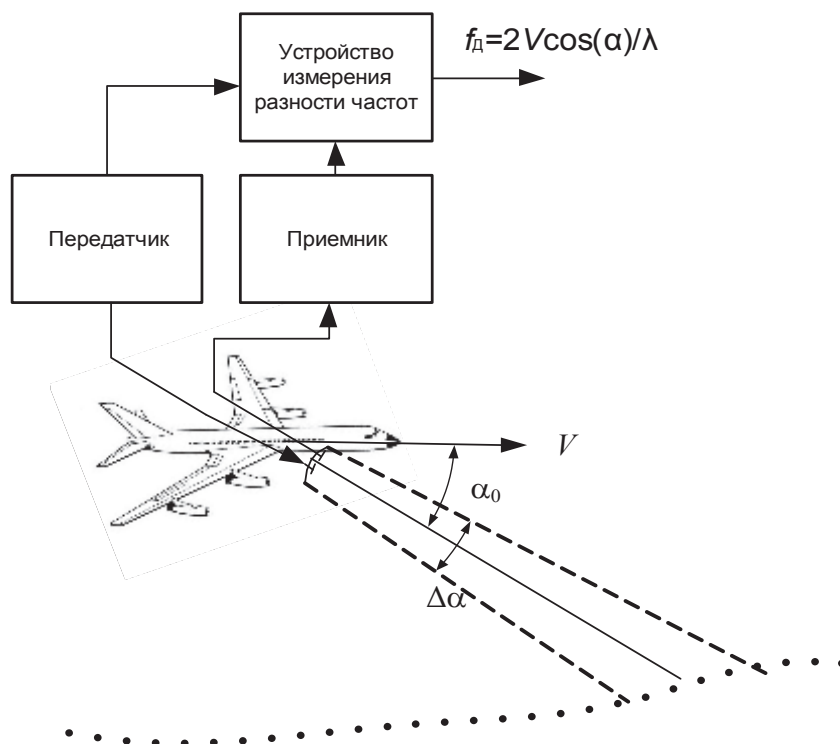


Рис. 1.3.2. Принцип действия ДИСС

Важно подчеркнуть, что, как это видно из рисунка, доплеровский сдвиг определяется именно изменением расстояния до элемента поверхности, а не изменением расстояния до ее среднего уровня (полет в «горку»).

Измерение трех составляющих вектора скорости обеспечивается использованием по крайней мере 3-х антенн с некомпланарными осями ДНА. Это позволяет по оценке среднего доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала, принятого по каждому направлению, определить три проекции вектора  $V$  на эти направления и вычислить



составляющие скорости в любой системе координат. На рис. 1.3.3 приведена трехлучевая доплеровская система с симметричным расположением лучей.

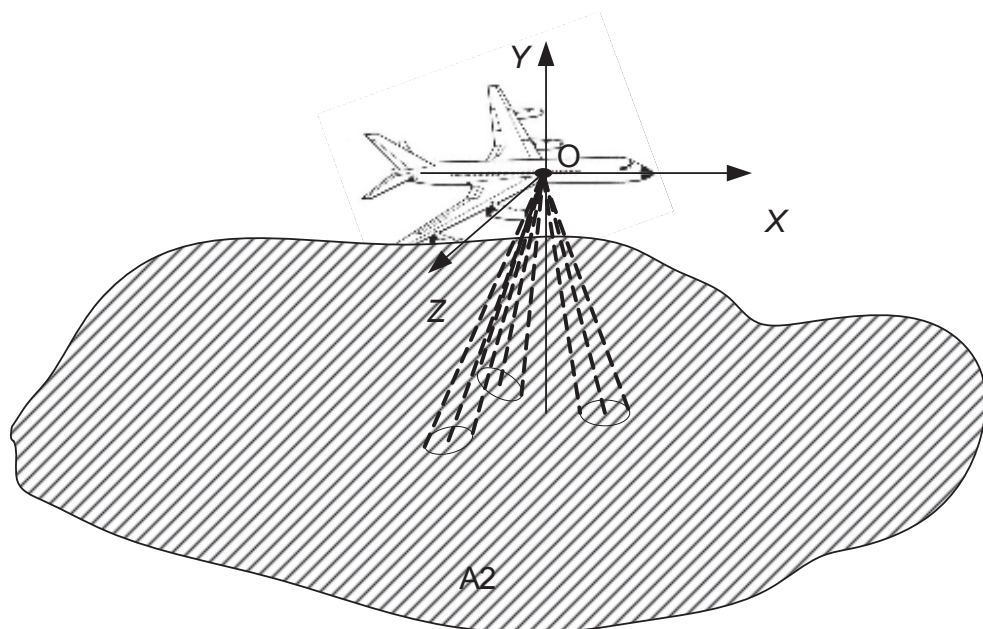


Рис. 1.3.3. Трехлучевая доплеровская система

Составляющие вектора скорости в системе координат, связанной со строительными осями ЛА, [5]

$$\begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} = \frac{\lambda}{2} \mathbf{M} \cdot \begin{pmatrix} fd_1 \\ fd_2 \\ fd_3 \end{pmatrix},$$

где  $V_x$ ,  $V_y$ ,  $V_z$  — составляющие скорости в связанной системе координат;  $\lambda$  — длина волны зондирующего сигнала;  $\mathbf{M}$  — матрица перехода от системы координат, образованной осями ДНА антенн ДИСС, элементами которой являются направляющие косинусы осей ДНА относительно осей связанной системы координат;  $fd_1, fd_2, fd_3$  — измеренные доплеровские сдвиги частоты сигналов, принятых антеннами 1, 2, 3.

Другой метод измерения параметров движения базируется на сравнении радиолокационного изображения местности, полученного с разнесенных вдоль корпуса ЛА антенн. Поскольку сравнение изображений

производится, как правило, путем вычисления взаимокорреляционной функции, такие измерители получили наименование корреляционных. В простейшем случае этими «изображениями» являются отсчеты амплитуды отраженного сигнала, полученные с выходов первой и второй приемных антенн, фазовые центры которых разнесены вдоль корпуса ЛА, а диаграммы направленности параллельны и ориентированы по нормали к поверхности [4]. На рис. 1.3.4, *а* схематически изображено расположение и перемещение антенн корреляционного измерителя относительно подстилающей поверхности, а на рис. 1.3.4, *б* — изменение амплитуды сигнала в одной из пар антенн.

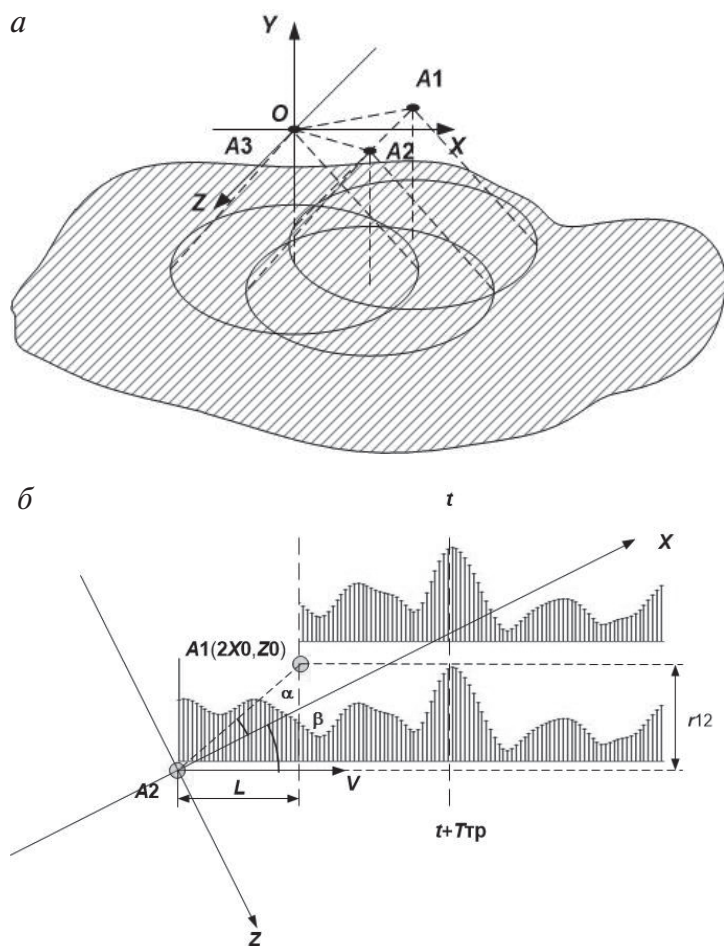


Рис. 1.3.4. Принцип корреляционного измерения скорости:  
*а* — расположение и перемещение антенн относительно подстилающей поверхности;  
*б* — изменение амплитуд сигналов в одной из пар антенн

На рис. 1.3.4 связанная плоскость  $OXZ$  параллельна подстилающей поверхности, а  $U_1$ ,  $U_2$  условно обозначают изменение амплитуды сигналов, принятых антеннами  $A_1$  и  $A_2$  во времени.

Временное смещение (транспортное запаздывание) между реализациями амплитуд первого и второго сигналов определяется скоростью движения и взаимным расположением антенн и положением вектора скорости относительно линии, соединяющей антенны (базы антенн).

При наличии угла между вектором скорости и базой антенн процессы на выходах антенн уже не будут в точности повторять друг друга, однако, если следы движения антенн на поверхности смещены на величину, меньшую интервала корреляции отраженного сигнала, процессы остаются коррелированными и максимум ВКФ будет смещен на величину

$$T_{\text{тр}} = L_0 \cos(\alpha + \beta) / V,$$

где  $T_{\text{тр}}$  — транспортное запаздывание;  $L_0$  — расстояние между антеннами;  $\alpha$ ,  $\beta$  — углы между связанной осью, и базой антенн, и вектором скорости соответственно;  $V$  — модуль скорости.

Очевидно, что для измерения двух составляющих горизонтальной скорости необходимо использование трех антенн, базы которых развернуты на угол, зависящий от возможного диапазона углов между осью ЛА и вектором скорости (рис. 1.3.5).

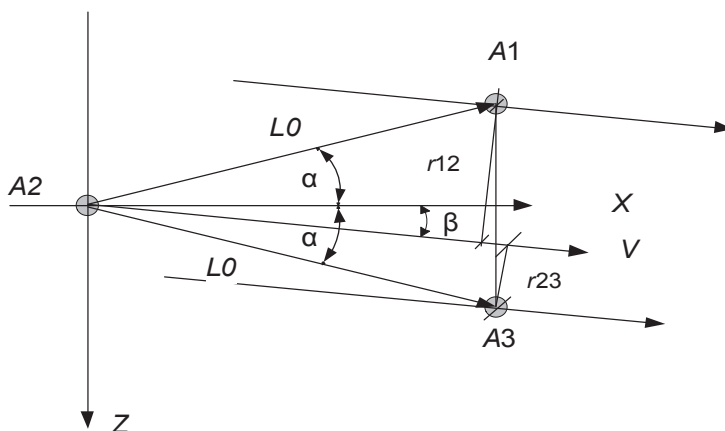


Рис. 1.3.5. Следы антенн корреляционного измерителя на подстилающей поверхности

В этом случае будем иметь систему из двух уравнений, позволяющую определить продольную (по оси  $X$ ) и поперечную (по оси  $Z$ ) составляющие скорости. При симметричной антенной системе [4]

$$\begin{aligned}T_{\text{TP1}} &= L_0 \cos(\beta + \alpha) / V; \\T_{\text{TP2}} &= L_0 \cos(\beta - \alpha) / V.\end{aligned}$$

Решение системы уравнений в таком виде [4] связано с вычислением тригонометрических функций и радикалов. Проще решается эта система, если заметить, что произведение  $L_0 \cos(\alpha + \beta)$  представляет проекцию базы антенн на вектор скорости, которая может быть вычислена с помощью скалярного произведения векторов

$$L_0 \cos(\beta + \alpha) = (V_x L_x + V_z L_z) / V,$$

где  $V_x$ ,  $V_z$ ,  $L_{0x}$ ,  $L_{0z}$  — проекции базы антенн и вектора скорости на связанные оси  $OX$  и  $OZ$ .

Окончательное выражение для составляющих вектора скорости

$$\begin{aligned}V_x &= \frac{(T_{\text{TP1}} + T_{\text{TP2}})}{L_x \left( \frac{(T_{\text{TP1}} + T_{\text{TP2}})^2}{2L_x^2} + \frac{(T_{\text{TP2}} - T_{\text{TP1}})^2}{2L_z^2} \right)}; \\V_z &= \frac{(T_{\text{TP2}} - T_{\text{TP1}})}{L_z \left( \frac{(T_{\text{TP1}} + T_{\text{TP2}})^2}{2L_x^2} + \frac{(T_{\text{TP2}} - T_{\text{TP1}})^2}{2L_z^2} \right)}.\end{aligned} \tag{1.3.2}$$

Представленные выражения имеют существенно меньшую вычислительную сложность, чем используемые в источнике [4], и значительно снижают погрешность вычислений.

### 1.3.2. Общая структура и основные особенности доплеровских измерителей скорости

Подробно доплеровские измерители составляющих вектора скорости (ДИСС) системы рассмотрены в книге [5]. Можно отметить, что в доплеровских системах используются практически те же принципы

построения системы, только реализованные на современной элементной базе, в том числе с использованием цифровых методов обработки сигналов [48], [49].

По способу реализации ДИСС делятся на системы с немодулированным сигналом, сигналом с частотной модуляцией и сигналом с импульсной модуляцией. Системы с импульсной модуляцией во многом подобны когерентно-импульсным локационным системам, в то время как доплеровские системы с частотной модуляцией существенно отличаются от локационных дальномерных систем. Кроме того, они имеют существенные преимущества перед системами с непрерывным сигналом. Ниже рассмотрены принципы построения таких систем.

Суть метода основана на измерении доплеровского сдвига отраженного сигнала, производится не на частотах, близких к нулю, а вблизи гармоник частоты модуляции зондирующего сигнала. Это позволяет повысить чувствительность приемного устройства и снизить влияние просочившегося на вход приёмника зондирующего сигнала. Подробно работа таких ДИСС рассмотрена в книгах [5], [48], [49].

Упрощенная структура одного канала ДИСС с частотной модуляцией представлена на рис. 1.3.6. Для упрощения рассматривается измерение доплеровского сдвига частоты сигнала от точечного отражателя.

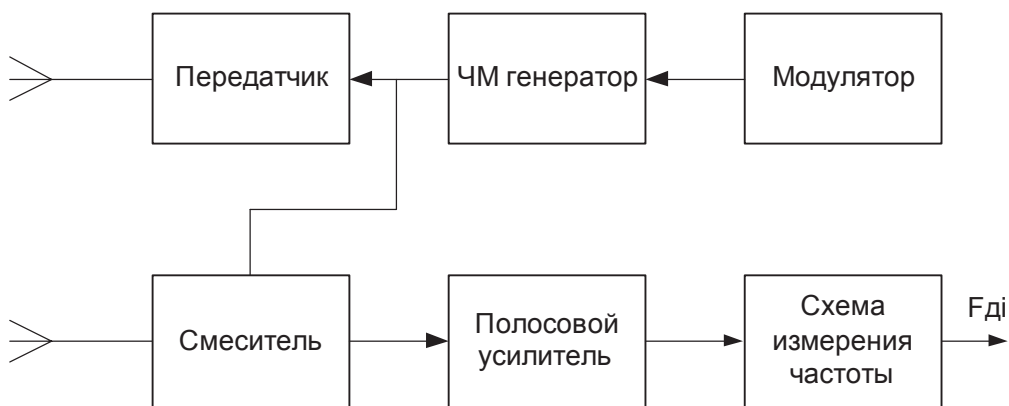


Рис. 1.3.6. ДИСС с частотной модуляцией зондирующего сигнала

Рассмотрим работу ДИСС с частотной модуляцией зондирующего сигнала. Излучается сигнал с частотной модуляцией по синусоидальному закону

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos(\Omega t),$$

где  $\omega_0$  — средняя частота отраженного сигнала;  $\Delta\omega$  — девиация частоты;  $\Omega$  — частота модуляции;  $t$  — текущее время.

Фаза излученного сигнала

$$\Psi(t) = \Psi_0 + \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos(\Omega\tau)) d\tau = \Psi_0 + \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t). \quad (1.3.3)$$

Опуская постоянную фазу и обозначая индекс модуляции  $\frac{\Delta\omega}{\Omega} = m$ , запишем излученный сигнал

$$U_{\text{прд}}(t) = U m \sin(\omega_0 t + m \sin(\Omega t)).$$

Отраженный сигнал (пренебечь доплеровским сдвигом частоты модуляции)

$$U_{\text{отр}}(t) = U_0 (\omega_0(t - \tau) + \omega_d t + m \sin(\Omega(t - \tau))).$$

Фаза низкочастотной составляющей сигнала на выходе смесителя (сигнала биений) определяется разностью фаз входного сигнала и сигнала гетеродина

$$\begin{aligned} U_6(t) &= U_6 m \sin(\omega_0 \tau - \omega_d t + m(\sin(\Omega t) - \sin(\Omega(t - \tau)))) = \\ &= U_6 m \sin\left(\omega_0 \tau - \omega_d t + 2m \sin\left(\frac{\Omega \tau}{2}\right) \cos\left[\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right]\right). \end{aligned}$$

Обозначив зависящий от задержки отраженного сигнала множитель  $2m \sin\left(\frac{\Omega \tau}{2}\right) = Mr$ , получим выражение для преобразованного сигнала

$$U_6(t) = U_6 m \sin\left(Mr \cos\left(\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right) - \omega_d t + \omega_0 \tau\right).$$

Используя выражение для синуса разности двух углов, имеем

$$\begin{aligned} U_6(t) &= U_6 m \left( \sin\left(Mr \cos\left(\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right)\right) \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau) - \right. \\ &\quad \left. - \cos\left(Mr \cos\left(\Omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right)\right) \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau) \right). \end{aligned}$$

Применяя известные формулы разложения [8]

$$\sin(M \cos(\Omega t)) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n-1}(M) \cos((2n-1)\Omega t);$$

$$\cos(M \sin(\Omega t)) = J_0(M) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(M) \cos(2n\Omega t),$$

получим окончательный вид сигнала биений

$$\begin{aligned} U_6(t) = & U_6 m (-\sin(\omega_d t - \omega_0 \tau) J_0(Mr) - \\ & - \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(Mr) \left( \sin \left( (2n\Omega - \omega_d)t - 2n\Omega \frac{\tau}{2} + \omega_0 \tau \right) + \right. \\ & \left. + \sin \left( (2n\Omega + \omega_d)t - 2n\Omega \frac{\tau}{2} + \omega_0 \tau \right) \right) + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n-1}(Mr) \left( \cos(2n\Omega - \omega_d)t - 2n\Omega \frac{\tau}{2} + \omega_0 \tau \right) + \\ & + \cos \left( (2n\Omega + \omega_d)t + 2n\Omega \frac{\tau}{2} - \omega_0 \tau \right). \end{aligned}$$

Отсюда видно, что сигнал биений представляет собой сумму сигнала доплеровской частоты и пар гармоник, симметрично расположенных вокруг частот  $n\Omega$  и смещенных относительно ее на величину  $(\pm\omega_d)$ . Важно отметить, что амплитуды гармоник зависят от расстояния до отражателя как  $J_n \left( 2m \sin \left( \frac{\Omega \tau}{2} \right) \right)$ . На рис. 1.3.7 приведены графики

функций Бесселя первых трех порядков.

Поскольку реальный сигнал представляет собой сумму сигналов элементарных отражателей, кроме того, существует просочившийся сигнал передатчика, реальный спектр имеет более сложную форму.

Полный сигнал представляет собой сумму сигналов от элементарных отражателей, симметрично расположенных вокруг частот  $n\Omega$  и смещенных на величину  $(\pm\omega_{di})$ , на одной из которых и производится измерение доплеровского сдвига. Просочившийся сигнал имеет малую задержку, поэтому его спектр, обусловленный паразитной модуляцией передатчика, расположен вблизи нулевой частоты. Вблизи же гармоник частоты модуляции эти составляющие малы ввиду малости

множителя  $J_n \left( 2m \sin \left( \frac{\Omega \tau}{2} \right) \right)$  при малых задержках сигнала. Подавление

прямого сигнала вблизи гармоник частоты модуляции является преимуществом ДИСС с частотной модуляцией.

Вид спектра сигнала биений представлен на рис. 1.3.8.

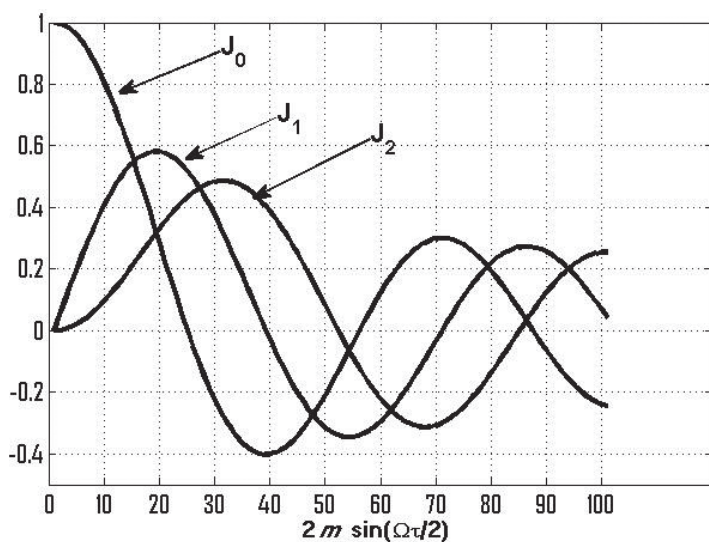


Рис. 1.3.7. Функции Бесселя первых трех порядков

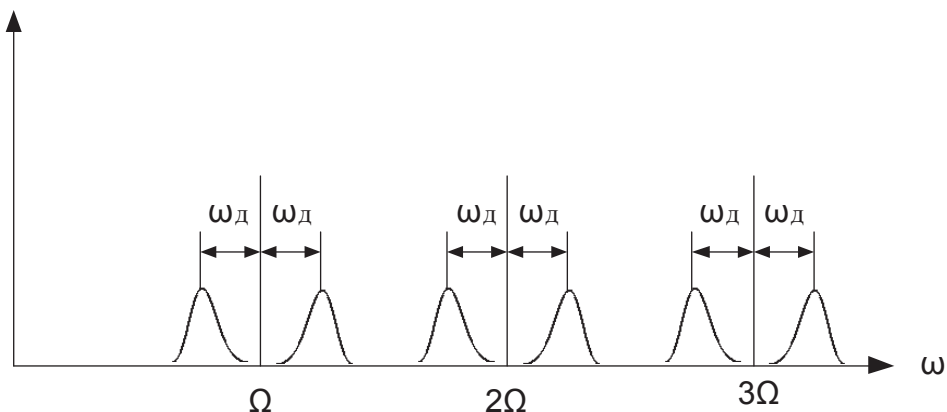


Рис. 1.3.8. Вид спектра сигнала биений

Полосовой усилитель выделяет и усиливает сигнал в полосе доплеровских частот вблизи гармоники частоты модуляции (обычно



второй-третьей), далее производится оценка его частоты. Результаты измерений по трем каналам позволяют вычислить все составляющие скорости ЛА.

### 1.3.3. Общая структура корреляционных измерителей скорости

Наиболее полный анализ корреляционных измерителей скорости (КРИСС) приведен в книге [4]. В источниках [25], [50] содержится описание КРИСС, касающееся лишь самых общих принципов их построения и функционирования.

При реализации КРИСС, как и в случае реализации ДИСС, одной из основных проблем является подавление прямого просачивания зондирующего сигнала на вход приемного устройства. Наиболее эффективным методом борьбы с просачивающимся сигналом является введение модуляции зондирующего сигнала и использование разрешающей способности по дальности. Использование частотной модуляции зондирующего сигнала в КРИСС связано с трудностями синхронизации периода модуляции и транспортного запаздывания в широком диапазоне скоростей движения ЛА. Для сохранения корреляции между сигналами разнесенных антенн требуется, чтобы значения частоты зондирующего сигнала в моменты времени  $t$  и  $(t + Ttr)$  совпадали, в противном случае возникает декорреляция отраженного сигнала, вызванная разницей частот зондирующего сигнала при облучении одинаковых областей подстилающей поверхности, и работа КРИСС будет нарушена. При импульсной модуляции зондирующего сигнала за счет высокой частоты повторения практически всегда период повторения не только много меньше транспортного запаздывания, но и существенно меньше интервала корреляции отраженного сигнала, что позволяет вычислить достаточное число точек ВКФ в пределах интервала корреляции для оценки положения ее максимума. На рис. 1.3.9 приведена упрощенная функциональная схема КРИСС с импульсной модуляцией зондирующего сигнала. В приведенной схеме используется общепринятая в настоящее время квадратурная обработка отраженного сигнала. Для простоты приводится схема с временным разделением каналов и однократным преобразованием частоты.

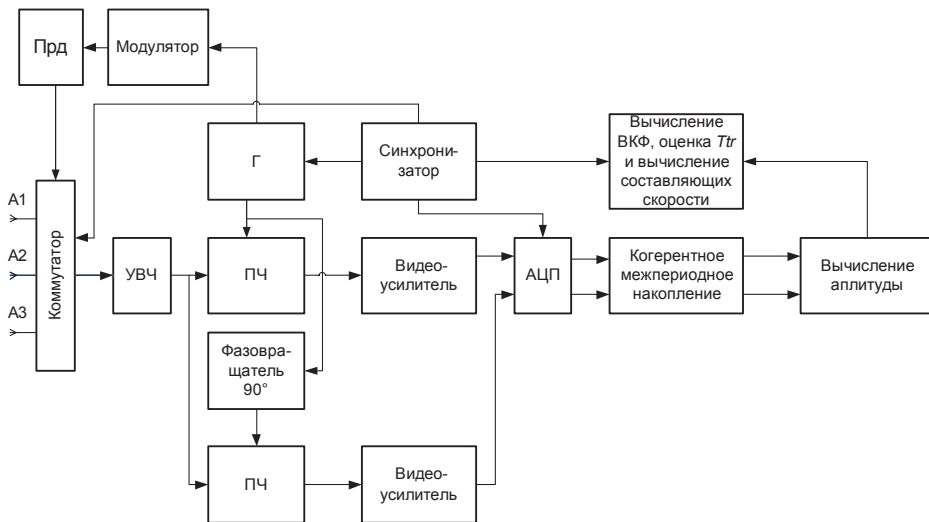


Рис. 1.3.9. Функциональная схема КРИСС

При использовании модели поверхности в виде совокупности независимых случайных отражателей [4], [5], [9] временная автокорреляционная функция сигнала (АКФ) на выходе антенн 1 и 2 в моменты времени  $t$  и  $(t + \tau)$  имеет следующий вид [5]:

$$B(t, \tau) = \frac{P_{\text{прд}} \lambda^2}{64\pi^3} e^{j\omega_0 t} \iint_{\varphi\phi} E(t - 2R/C) E(t + \tau - 2R/c - 2 \cdot \Delta R/C) \times \\ \times \exp\{j[\Psi(t + \tau - 2R/C - 2 \cdot \Delta R/C) - \Psi(t - 2R/C)]\} \times \quad (1.3.4) \\ \times \frac{G(\varphi, \phi) G(\varphi + \Delta\varphi, \Delta\phi + \phi) \sigma^0(\varphi, \phi)}{R^2 (R + \Delta R)^2} \exp\left(-j \frac{\omega \cdot 2 \cdot \Delta R}{C}\right) dS(d\varphi, d\phi),$$

где  $P_{\text{прд}}$  — мощность передатчика;  $\lambda$ ,  $\omega$  — длина волны и частота зондирующего сигнала;  $E(t) \exp[j\omega t + \Psi(t)]$  — зондирующий сигнал;  $R$  — дальность до элемента поверхности;  $C$  — скорость света;  $\varphi$ ,  $\phi$  — угловые координаты элемента поверхности, отсчитываемые от оси симметрии ДНА;  $G(\varphi, \phi)$  — коэффициент усиления антенны по мощности;  $\sigma^0(\varphi, \phi)$  — удельная эффективная отражающая площадь подстилающей поверхности;  $\Delta R$ ,  $\Delta\varphi$ ,  $\Delta\phi$  — разность координат антенны 1 в момент времени  $t$  и антенны 2 в момент времени  $(t + \tau)$ .

Из приведенного выражения следует, что при модулированном зондирующем сигнале корреляционная функция является нестационарной. При импульсном зондирующем сигнале значения АКФ отличны от нуля при следующих условиях:

$$nT_M + 2h_0/C < t < nT_M + 2h_0/c + 2h/C\cos(\Theta_{\max}) + T_{\text{и}};$$

$$mT_M + 2h_0/C < t + \tau < mT_M + 2h_0/C + 2h/C\cos(\Theta_{\max}) + T_{\text{и}},$$

где  $n, m$  — целые числа;  $T_M$  — период модуляции зондирующего сигнала;  $T_{\text{и}}$  — длительность излучаемого импульса;  $h_0$  — кратчайшее расстояние до подстилающей поверхности;  $2h/C\cos(\Theta_{\max})$  — максимальное расстояние до подстилающей поверхности в пределах облучаемой площади — определяется шириной ДНА, ДОР и уровнем, при котором соотношение сигнал/шум снижается ниже допустимого.

В зависимости от соотношения  $n$  и  $m$  различают внутрипериодную ( $n = m$ ) и межпериодную корреляцию ( $n \neq m$ ) (рис. 1.3.10). В корреляционных измерителях скорости используется именно межпериодная корреляция сигналов. При этом отсчеты сигналов для вычисления АКФ берутся в моменты времени, отстоящие от момента излучения зондирующего сигнала на величину  $\Delta\tau$ , лежащую в пределах

$$2h_0/c < \Delta\tau < 2h_0/c + 2h/ccos(\Theta_{\max}) + T_{\text{и}}.$$

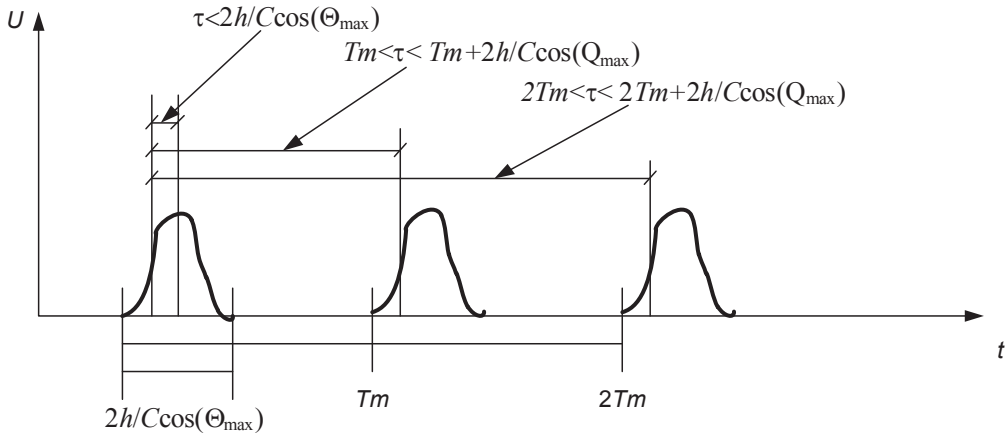


Рис. 1.3.10. Внутри- и межпериодная корреляция

Если разрешающая способность зондирующего сигнала по дальности  $\Delta R < 2h_0 \left( \frac{1}{\cos\Theta_{\max}} - 1 \right)$ , то в формировании сигнала в данный момент времени участвуют только те участки подстилающей поверхности, дальность до которых лежит в пределах  $(c\Delta\tau/2 - \Delta R) \dots (c\Delta\tau/2)$ .

При нормальном облучении поверхности этот участок образует кольцо, границы которого определяются высотой, разрешающей способностью и величиной  $\Delta t$ . При вычислении ВКФ в соответствии с выражением (1.3.4) пределы интегрирования следует выбирать в соответствии с этим условием.

Использование пространственной селекции связано с повышением требований к каналу измерения дальности (поскольку требуется селектировать сигналы, задержка которых отличается на единицы-десятки наносекунд), и эффективность ее использования в канале измерения скорости требует дополнительных исследований. По этой причине в дальнейшем полагаем, что пространственная селекция отраженного сигнала отсутствует. При этом очевидно, что межпериодная корреляционная функция отраженного сигнала совпадает с ВКФ немодулированного сигнала при значениях задержки, кратных периоду модуляции.

Очевидно, что погрешности оценки транспортных запаздываний определяются в первую очередь геометрическими параметрами антенной системы и величиной интервала корреляции отраженного сигнала. Для их снижения разнос антенн по осям  $OX$  и  $OZ$  следует выбирать максимально возможным. При этом, очевидно, снижаются погрешности, обусловленные погрешностями их изготовления. Однако разнос антенн по оси  $OZ$  ограничен минимальным интервалом корреляции отраженного сигнала. Действительно, максимальные значения ВКФ сигналов в приемных каналах определяются расстоянием между следами движения фазовых центров антенн на подстилающей поверхности. Нетрудно показать, что максимальная величина этого расстояния определяется разномом антенн по оси  $OZ$  и максимальным значением угла скольжения. При этом величина разноса антенн по оси  $OX$   $Ax = r/2\sin(\beta_{\max})$ .

Снижение максимума ВКФ, вызванное смещением следов антенн, вызывает увеличение погрешности оценки  $Tt$ . Обычно предполагается допустимым снижение максимума ВКФ до уровня 0,5 [4], что соответствует значению  $r = Lc_{\min}$ . По оценкам, известным из литературы [4], [5], [50], при ширине ДНА, используемых в КРИСС [4], порядка 40...60°, минимальная величина интервала корреляции для сильно шероховатых поверхностей может составлять величину порядка  $\lambda/2$ . Учитывая это, можно сформулировать следующие ограничения на геометрические размеры АС:

$$\begin{aligned} Az &= \lambda / 4\cos(\beta_{\max}); \\ Ax &= \lambda / 4\sin(\beta_{\max}). \end{aligned} \tag{1.3.5}$$

Нетрудно показать, что выбор разноса антенн в соответствии с формулой (1.3.5) обеспечивает минимальную чувствительность результатов вычисления  $V_x$  как к погрешностям оценки  $Tt$ , так и к погрешностям их изготовления АС.

В то же время выбор разноса антенн в соответствии с формулой (1.3.5) при малых углах скольжения увеличивает чувствительность результатов вычисления  $V_z$  как к погрешностям оценки  $Tt$ , так и к погрешностям их изготовления АС, обусловленную множителем  $A_x/A_z$  в числителе второго уравнения системы (1.3.1). Таким образом, имеется противоречие в критериях выбора параметров АС, минимизирующих погрешности оценки  $V_x$  и  $V_z$  при малых углах скольжения.

Период модуляции при импульсном сигнале выбирается исходя из условия

$$T_m < (0,2...0,3)T_c = (0,2...0,3)L_c/V,$$

где  $T_c$  — время корреляции отраженного сигнала;  $L_c$  — пространственный интервал корреляции отраженного сигнала,  $V$  — скорость движения ЛА.

При использовании международно установленного диапазона частот  $\lambda = 7$  см, выделенного для работы радиовысотомеров, и диапазоне скоростей до 1000 м/с  $T_m < 14$  мкс.

Как отмечалось выше, при импульсном зондирующем сигнале значения ВКФ могут быть вычислены только в дискретные моменты времени  $t = nT_m$ . При этом, если  $Ttr \neq NT_m$ , возникает дискретная ошибка его измерения, лежащая в пределах  $|\Delta Ttr| < T_m/2$ . Для исключения этой ошибки в блоке оценки  $Ttr$  проводится интерполяция методом аппроксимации ВКФ по наименьшим квадратам, позволяющая оценить положение максимума ВКФ без дискретной ошибки [51].

В заключение отметим, что выполнение операций обработки отраженного сигнала в КРИСС, таких как задержка, вычисление ВКФ, ее аппроксимация и вычисление составляющих вектора скорости с требуемой точностью, практически возможно лишь с использованием цифровых методов обработки сигналов. По этой причине несмотря на то, что первые публикации по корреляционным методам измерения скорости появились более 50 лет назад, результаты по их реализации были получены лишь в последнее десятилетие [52].

## 2. Принципы и пути имитации и моделирования БРЛС, работающих по земной поверхности

.....

Одним из эффективных средств ускорения работ по разработке, испытанию, отладке БРЛС является моделирование их работы. Качественное и количественное моделирование является совершенно необходимым этапом жизненного цикла средств, комплексов, систем.

Создание средств моделирования, как правило, включает в себя:

- разработку физических и математических моделей входных сигналов БРЛС для заданной фоноцелевой обстановки (ФЦО);
- разработку комплексной модели системы «РЛС — подстилающая поверхность»;
- разработку программно-аппаратных средств имитации отраженных сигналов;
- разработку программно-аппаратных средств имитатора движения ЛА;
- разработку методик калибровки и проверки адекватности модели.

Все указанные задачи могут быть решены различными методами моделирования. Широкое распространение получили модели, представляющие собой сочетание физических и математических моделей с натурными испытаниями реальных измерителей [3], [13], [14], [17], [18], [22].

Наиболее достоверные результаты, естественно, дают натурные испытания. Однако их проведение связано с большими материальными затратами, значительным временем. Большой интерес представляет обеспечение достоверности контроля условий проведения экспериментов, регистрации и обработки их результатов. Потому количество экспериментов ограничено их проведением в качестве тестовых, контрольных или сдаточных.

Вышеназванные факторы выдвигают на первый план объединение физического и математического моделирования, разработку на их основе имитационной модели отраженного сигнала, пригодной для реализации в реальном времени, и построение программно-аппаратного имитационного комплекса полунатурного моделирования. Одним из важных этапов разработки имитационных комплексов БРЛС, работающих по земной поверхности, является создание модели радиолокационного канала «РЛС — рассеивающие объекты — РЛС».

## 2.1. Методы математического описания радиолокационного канала РЛС

.....

Математическое описание радиолокационного канала РЛС включает в себя описание подстилающей поверхности, механизма взаимодействия зондирующего сигнала с подстилающей поверхностью и, наконец, математическое описание отраженного сигнала.

Основой математического описания радиолокационного канала является описание процесса взаимодействия зондирующего сигнала с подстилающей поверхностью, которое, с одной стороны, определяет требования к описанию подстилающей поверхности, с другой стороны, — исходные данные для описания отраженного сигнала.

Наиболее строгим является подход, который заключается в решении электродинамической задачи рассеяния электромагнитного поля на границе двух сред [2], [7], [9], [17]–[18]. Подстилающая поверхность задается геометрическими характеристиками (среднеквадратичной высотой шероховатостей, среднеквадратичными уклонами, радиусом корреляции неровностей, законом их распределения и т. д.) и электромагнитными параметрами (проводимостью, диэлектрической и магнитной проницаемостью). Отраженный сигнал описывается матрицей центральных моментов второго порядка, элементы которой вычисляются интегрированием по облучаемой поверхности уравнений, связывающих падающее и рассеянное поле. Значительные математические трудности при использовании этого метода (сложность описания реальных подстилающих поверхностей, вычисление многократных интегралов) весьма затрудняют оценку влияния тех или иных параметров на характеристики отраженного сигнала, что особенно важно при раз-

работке имитаторов. Кроме того, сами характеристики подстилающей поверхности при разработке радиолокационных систем практически могут быть заданы лишь в обобщенном виде — диаграммами обратного рассеяния, удельной эффективной отражающей поверхностью (коэффициентом отражения) и геометрическими параметрами — перепадом высот рельефа, максимальными уклонами, радиусом корреляции, что также затрудняет использование электродинамической модели рассеяния сигналов на протяженной поверхности.

Другой подход к математическому описанию радиолокационного канала заключается в использовании понятия независимых отражателей. В этом случае подстилающая поверхность представляется в виде совокупности независимых отражателей, а выходной сигнал — суперпозицией элементарных отраженных сигналов [9], [26], [27]. При таком подходе радиолокационный канал задается функцией рассеяния — средним распределением мощности отраженного сигнала в координатах «задержка — доплеровский сдвиг частоты».

Представление поверхности в виде элементарных отражателей несмотря на ряд ограничений (независимость элементарных отражателей, равномерный закон распределения фаз) широко применяется при анализе и синтезе систем локации протяженных объектов. Задание локационного канала функцией рассеяния позволяет с единых позиций анализировать как реальные каналы, так и их модели, которые могут быть реализованы самым различным способом — от цифровых моделей до акустических и масштабных электромагнитных, что является особенно важным при построении имитаторов отраженного сигнала.

## 2.2. Принципы построения и классы имитаторов сигналов для БРЛС, работающих по земной поверхности

.....

Любой имитатор сигнала представляет собой устройство, преобразующее параметры и процессы, которые являются входными для радиолокационного канала (параметры зондирующего сигнала, подстилающей поверхности, антенной системы, движения ЛА и др.), в эквивалент отраженного сигнала, который представлен в той или иной форме, зависящей от назначения имитатора (работа в составе модели РЛС, испытание блоков, узлов или натуральных образцов РЛС и т. д.).



Поскольку адекватность имитируемого сигнала определяется принципом преобразования входных параметров радиолокационного канала в выходной сигнал; классификацию имитаторов отраженного сигнала естественно строить на основе этих принципов. В таком случае можно выделить физические модели и математические модели радиолокационного канала (рис. 2.2.1).

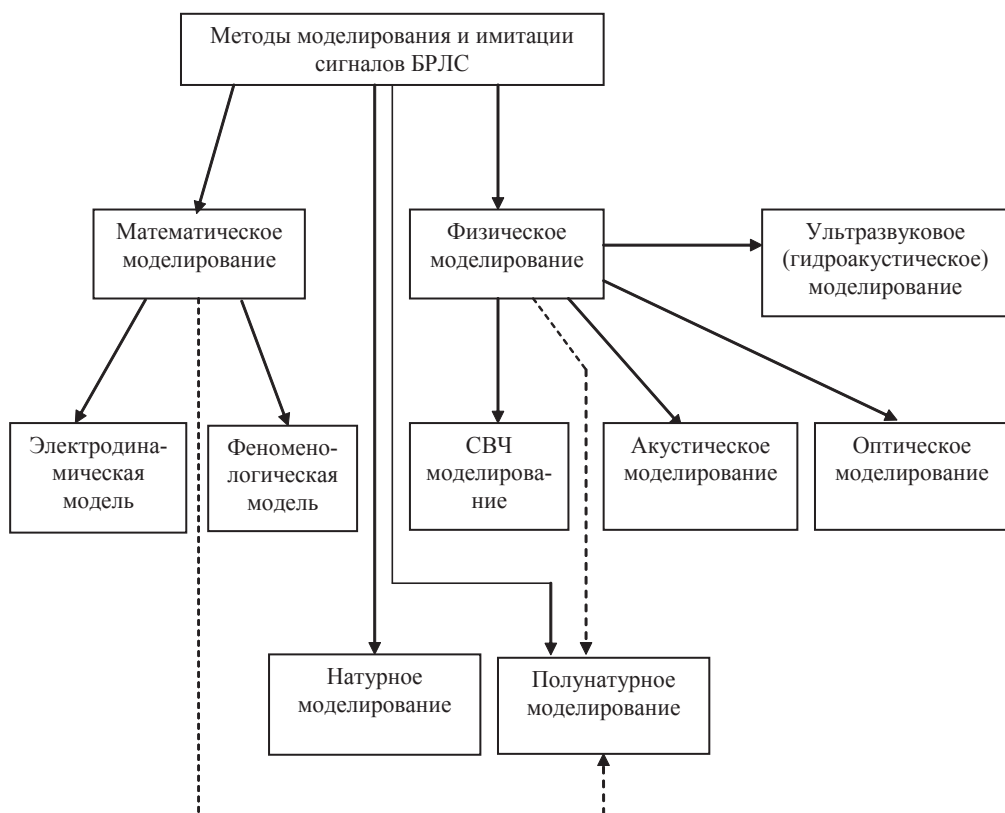


Рис. 2.2.1. Методы моделирования и имитации сигналов БРЛС

В физических моделях для преобразования входных процессов радиолокационного канала в аналог отраженного сигнала используются физические процессы, аналогичные процессам в реальном канале. К этому классу относятся масштабные электромагнитные модели и акустические модели, использующие в качестве аналога электромагнитных процессов акустические процессы в воздухе, жидкости или твердом теле.

Другой большой класс образуют математические модели, реализующие тем или иным способом математические операции, описы-

вающие преобразования зондирующего сигнала в радиолокационном канале.

Необходимо подчеркнуть принципиальную разницу этих двух классов имитаторов. При математическом моделировании адекватность имитирующего сигнала полностью определяется адекватностью математического описания процессов в радиолокационном канале, реализуемом имитатором. Очевидно, что все допущения и ограничения, принятые при математическом описании канала, сказываются на соответствии выходного сигнала заданным условиям.

Точность в физическом моделировании определяется точностью задания входных воздействий и параметров радиолокационного сигнала, поскольку подобие преобразований сигналов в имитаторе обеспечивается подобием физических процессов в реальном канале и канале имитатора.

Имитаторы, использующие физическое моделирование, могут быть классифицированы по типу физических процессов, протекающих в канале имитатора. К ним относятся имитаторы с масштабным электромагнитным моделированием и акустическим моделированием с использованием в качестве среды распространения твердого тела, воздуха и жидкости (гидроакустические имитаторы). Масштабные электромагнитные и твердотельные акустические имитаторы обеспечивают высокое быстродействие, инвариантность к параметрам зондирующего сигнала в заданном диапазоне частот и, как правило, могут непосредственно использоваться для работы с реальной аппаратурой [13], [18], [19].

К недостаткам таких имитаторов относится весьма ограниченная область имитируемых ситуаций — диапазон высот, скоростей передвижения, длины реализации выходного сигнала и т. д. Акустические имитаторы с использованием воздушной среды также могут иметь ограниченное применение, т. к. в связи со значительной длиной волны акустических колебаний область имитируемых ситуаций достаточно узка.

Более гибкими являются гидроакустические имитаторы, которые обеспечивают наибольший диапазон моделируемых ситуаций по сравнению с другими типами физических имитаторов [19], [20], [28].

Гидроакустические имитаторы, обеспечивающие наибольший диапазон моделируемых ситуаций, позволяют без усложнения структуры за счет введения необходимого числа приемо-передающих кана-

лов моделировать многолучевые системы, имитировать помеховую обстановку и т. д. Недостатками гидроакустических имитаторов является замедленный по сравнению с реальным каналом временной масштаб выходного сигнала, а также необходимость выбора масштабных коэффициентов [28].

Наличие ограничений описанных выше имитаторов обуславливает необходимость построения комплексных имитаторов, максимально использующих их достоинства.

## 2.3. Полунатурное моделирование БРЛС обнаружения, распознавания и сопровождения цели

.....

### 2.3.1. Концепция полунатурного моделирования БРЛС

Исследование процессов функционирования радиолокационных систем требует создания внешней обстановки во всем многообразии ее изменения при работе исследуемого объекта в динамике с учетом логических изменений его функционирования применительно к данной обстановке. Это приводит к необходимости организации натурального эксперимента с многократным повторением ситуаций. Очевидно, что проведение такого эксперимента является довольно сложной не только инженерной, но и организационной задачей.

Трудности проведения натуральных экспериментов вынудили искать другие методы исследования динамических характеристик функционирования радиолокационных систем, свободные от недостатков натурального эксперимента и позволяющие воспроизводить функционирование исследуемых систем во всем многообразии внешней обстановки. Одним из таких методов и является метод полунатурного моделирования [13], [18]–[20], [22].

Исходя из требований нормативной документации на опытно-конструкторские работы (ОКР) полунатурное моделирование является обязательной составной частью работ. Кроме того, полунатурное моделирование является эффективным средством отработки, сопровождения и модернизации РЛС.

При исследовании характеристик функционирования радиолокационных систем методом полунатурного моделирования исследуемая

система работает в своем штатном режиме, но реальный канал распространения и отражения зондирующего сигнала имитируется специальной установкой полунатурного моделирования в соответствии с заданной внешней обстановкой и динамикой ее изменения, а также с учетом динамики функционирования исследуемой системы.

Таким образом, при исследовании характеристик функционирования радиолокационных систем методом полунатурного моделирования должна быть создана модель реальной системы, воспроизводящая процессы излучения и распространения зондирующих сигналов системы, их отражения от объектов, распространения и приема отраженных сигналов антенными устройствами, а для помех — воспроизводящая процессы генерации и излучения помех, распространения и приема этих помех антенными устройствами. Такая модель должна функционировать в реальном масштабе времени, должна быть синхронизирована с работой исследуемой системы и сопрягаться с ней для получения информации о режимах работы системы и ее динамике и вводе моделируемых сигналов в приемные устройства.

Ввиду того что задачей системы полунатурного моделирования является воспроизведение на входе приемного устройства сигналов, адекватных реальным по своей физической природе, для моделирования процессов генерации сигналов и помех следует применять физические модели, а управление их параметрами наиболее целесообразно осуществлять с помощью математической модели, которая, используя совокупность определенных соотношений (формул, уравнений, неравенств, логических условий и т. д.), определяет текущие значения параметров сигналов в зависимости от текущих координат положения объектов, их характеристик отражения электромагнитных волн, состояния атмосферы и текущего направления антенн радиоэлектронной системы [13], [14].

В книге [1] предложена общая концепция создания комплексов полунатурного моделирования для исследования характеристик функционирования бортовых радиолокационных станций (БРЛС), приведенная на рис. 2.3.1.

Математическая модель (ММ) канала «РЛС — поверхность» производит расчет текущих параметров сигналов на входе приемного устройства (ПРУ) БРЛС в соответствии с заложенным алгоритмом функционирования при воспроизведении полета по заданной траектории в реальном масштабе времени. Физическая модель (ФМ) воспроиз-

водит сигналы на входе приемного устройства БРЛС, параметры которых изменяются по информации от ММ. Информация о текущем направлении антенны БРЛС вводится в ММ с помощью модели динамики движения ЛА. Созданные в установке полунатурного моделирования (УПМ) сигналы подаются непосредственно на вход приемного устройства БРЛС.

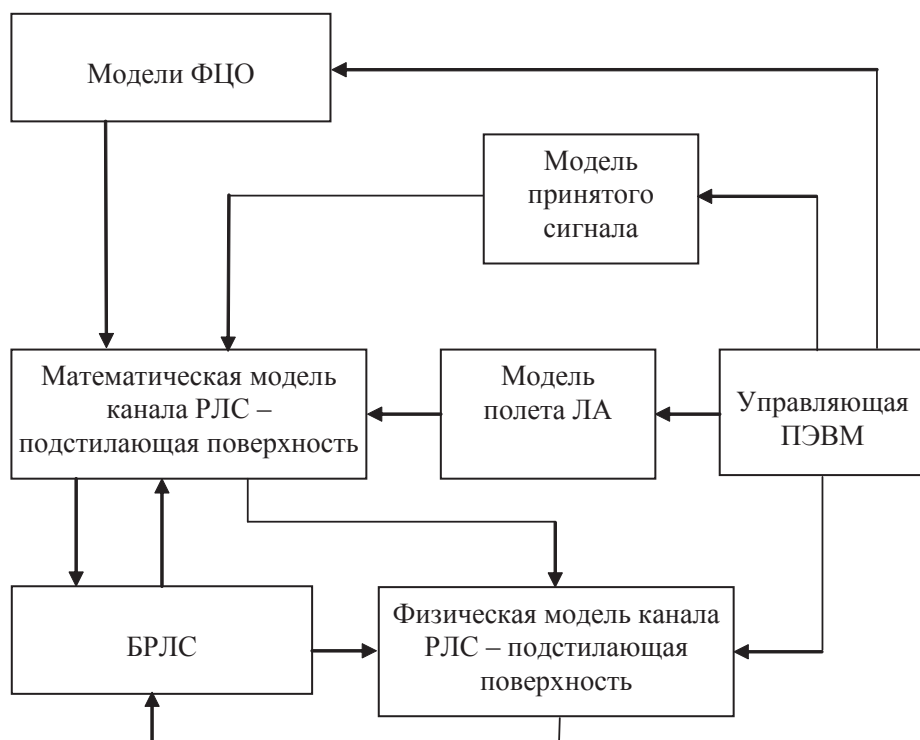


Рис. 2.3.1. Общая концепция построения имитационного комплекса полунатурного моделирования РЛС, работающего по земной поверхности

ФМ установки полунатурного моделирования фактически является преобразователем информации от ММ в физическую форму сигналов. Поэтому от правильности составления алгоритма функционирования математической модели зависит качество работы УПМ в целом.

В следующих разделах пособия представлены математические модели, структурные схемы имитаторов сигналов и методики оценки ТТХ для конкретных типов БРЛС.

### **2.3.2. Имитаторы сигналов для полунатурного моделирования БРЛС обнаружения, распознавания и сопровождения (ОРС) целей**

Принципы построения имитаторов сигналов для полунатурного моделирования БРЛС ОРС

Выделяют следующие основные режимы работы, характерные для современных многофункциональных БРЛС обнаружения, распознавания и сопровождения наземных и надводных целей [1]:

- боковой обзор с синтезированием апертуры для формирования радиолокационного изображения местности;
- секторный обзор и обнаружение целей;
- сопровождение выбранной цели на конечном участке наведения.

Требования к имитаторам сигналов для оценки ТТХ БРЛС в этих режимах работы различны как по требуемой точности имитации сигналов, так и по выполняемым функциям и методике использования.

Предложено несколько классов имитаторов для решения перечисленных выше задач:

- имитаторы сигналов для работы в режиме РСА (радиолокатор с синтезированной апертурой);
- имитаторы сигналов для режима секторного обзора;
- имитаторы сигналов для режима сопровождения;
- имитаторы сигналов для комплексной отладки программного обеспечения БЦВМ, входящей в состав БРЛС.

Предложенный в источнике [1] алгоритм работы имитатора сигнала для режима РСА приведен на рис. 2.3.2.

Имитаторы сигналов для режима секторного обзора и сопровождения цели должны обеспечивать имитацию работы РЛС при решении следующих задач:

- обнаружение (в том числе многоэтапное) целей в секторе обзора в заданном диапазоне дальностей;
- оценка фоноцелевой обстановки, распознавание целей заданного типа (заданного класса кораблей в ордере конвоя, типа наземного техногенного объекта и т. д.);
- выбор цели на сопровождение в соответствии с логикой работы и полетным заданием;

- изменение режима обзора, параметров сигнала в зависимости от результатов предыдущего этапа обнаружения и выбор параметров для режима сопровождения;
- сопровождение выбранной цели.

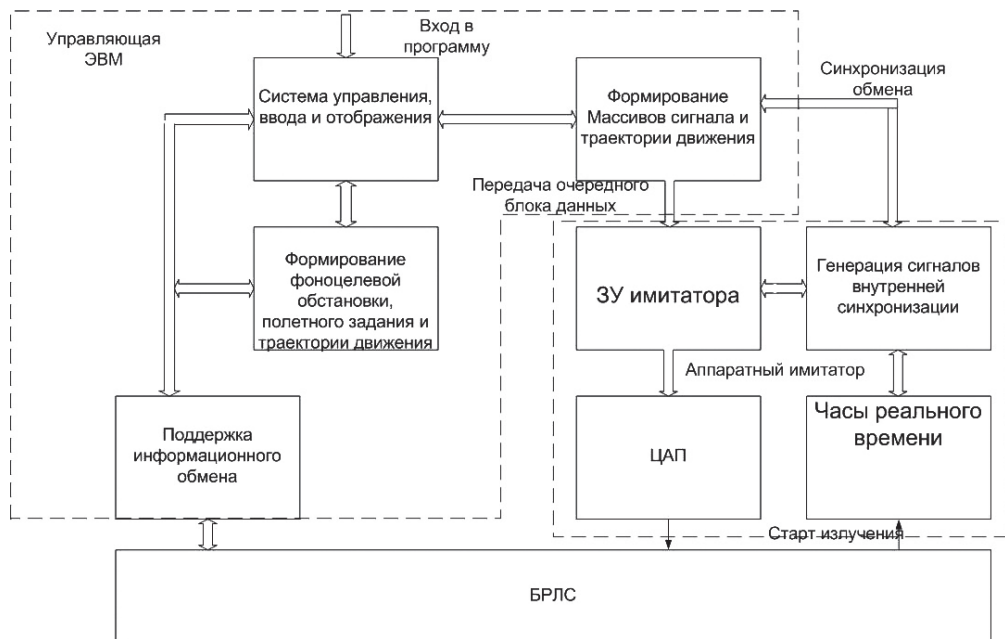


Рис. 2.3.2. Алгоритм работы имитатора сигнала для режима РСА

Имитация углового положения целей, разнесенных по угловой координате, должна обеспечивать на выходах приемных антенн пеленгатора соотношение сигналов, соответствующее их соотношениям при облучении имитируемой цели.

Предложен подход к имитации элементарных целей (ЭЦ), разнесенных по угловой координате, который заключается в использовании двух жестко связанных антенн имитатора и имитации смещения имитируемой цели относительно центра антенной системы имитатора (АСИ) за счет изменения соотношения мощностей сигнала, излучаемого каждой антенной, [1]. Показано, что имитатор с четырехэлементной антенной системой обеспечивает существенное увеличение диапазона углового положения имитируемой цели. Для АС с шириной ДНА  $6^\circ$ , с уровнем боковых лепестков минус 23 дБ обеспечивается имитация целей в диапазоне углов не менее  $(\pm 10)^\circ$  при диапазоне регулировки уровня сигналов не более 20 дБ.

В результате исследования сформулирована концепция полунатурного моделирования БРЛС на основе имитаторов сигналов, рассеянных многоэлементной целью, использующих антенную систему с числом излучателей, много меньшем числа элементов цели.

#### Имитаторы сигналов БРЛС ОРС, работающих в режиме РСА

В режиме РСА ЛА должен перемещаться по строго детерминированной траектории, стабилизируемой инерциальной навигационной системой (ИНС). При этом выходная информация БРЛС не используется в контуре управления в процессе формирования кадра радиолокационного изображения подстилающей поверхности. Параметры зондирующего сигнала в данном режиме также строго детерминированы. С учетом этих особенностей режима работы отраженный сигнал может быть смоделирован в произвольном масштабе времени для заданной реализации траектории, сформированной с использованием модели ошибок стабилизации траектории ЛА системой управления, и воспроизведен в реальном масштабе времени с использованием АЦП. Погрешности инерциальных датчиков (если они используются в системе компенсации траекторных искажений) также могут быть сформированы в произвольном масштабе времени, далее воспроизведены в реальном масштабе времени синхронно с воспроизведением имитированного сигнала.

Функциональная схема комплекса полунатурного моделирования для режима РСА приведена на рис. 2.3.3.

#### Имитаторы сигналов для режима секторного обзора и сопровождения цели

Режим секторного обзора является наиболее сложным с точки зрения логики работы из режимов работы БРЛС.

Текущее состояние системы (параметры зондирующего сигнала, режимы обзора пространства, траектория движения носителя и т. д.) зависит от текущей тактической ситуации (ТТС), результатов ее оценки и заданной логики работы БРЛС и полетного задания носителя. Поскольку результаты оценки ТТС являются совокупностью случайных событий, в рассматриваемом случае невозможно заранее рассчитать реализации отраженного сигнала для практически неограниченного числа ситуаций, возникающих в процессе прогона модели.



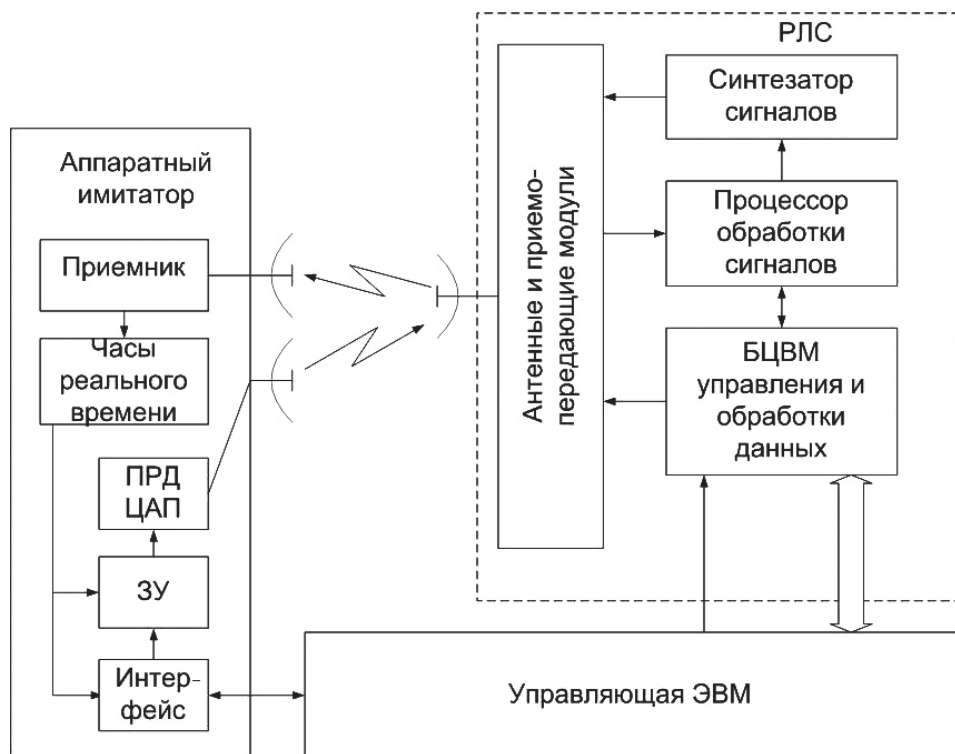


Рис. 2.3.3. Имитатор сигналов для режима РСА

Известен имитатор цели [30], работающий в безэховой камере, в котором через приемную антенну принимается сигнал проверяемой РЛС, переносится на промежуточную частоту, задерживается по времени в соответствии с дальностью имитируемой цели, сдвигается по доплеровской частоте в соответствии с радиальной скоростью имитируемой цели, модулируется по амплитуде в соответствии с эффективной площадью рассеяния (ЭПР) цели и ее дальностью от проверяемой РЛС, переносится обратно на несущую частоту, излучается через передающую антенну в качестве имитируемого сигнала цели. Имитация углового положения цели может быть выполнена за счет управляемого механического перемещения антенны имитатора по сфере, центром которой является проверяемая РЛС.

Использование нескольких подобных имитаторов точечной цели для имитации сигналов каждого элемента пространственно распределенной цели (отдельный корабль и ордер конвоя, промышленное здание) также практически исключено, поскольку число элементов цели

может достигать нескольких десятков. Кроме того, возможности физического разнеса антенных систем имитаторов резко ограничивают минимальное расстояние между элементами имитируемой цели.

#### Имитация углового положения целей

Для имитации элементарных целей (ЭЦ), разнесенных по угловой координате, имитатор должен обеспечивать на выходах приемных антенн пеленгатора соотношение сигналов, соответствующее их соотношениям при облучении имитируемой цели. Очевидно, что использование нескольких имитаторов одиночной цели, расположенных под соответствующими углами облучения, практически невозможно. Даже для имитации 2–3-х элементной цели при движении ЛА взаимное угловое положение ЭЦ будет изменяться, что приведет к резкому усложнению системы управления комплексом полунатурного моделирования. Кроме того, разность угловых положений имитируемых ЭЦ ограничена конструктивными размерами антенн имитатора.

Возможен иной подход к имитации ЭЦ, разнесенных по угловой координате, заключающийся в использовании двух жестко связанных антенн имитатора и имитации смещения имитируемой цели относительно центра антенной системы имитатора (АСИ) за счет изменения соотношения мощностей сигнала, излучаемого каждой антенной.

Для анализа путей построения имитатора сигнала протяженной цели рассмотрим упрощенную структуру высокочастотной части приемопередатчика РЛС, представляющую собой амплитудный моноимпульсный пеленгатор, (рис. 2.3.4) и диаграммы направленности его антенной системы (рис. 2.3.5).

На рис. 2.3.5 приведено взаимное расположение фазовых центров антенн моноимпульсного пеленгатора (АСП), фазовых центров антенн имитатора (АСИ) и их диаграмм направленности в фиксированный момент времени. АСИ состоит из пары жестко связанных антенн, оси ДНА которых направлены на фазовый центр АСП. Взаимное угловое перемещение носителя БРЛС и имитируемой сложной цели моделируется перемещением АСИ по окружности с центром, совпадающим с фазовым центром АСП таким образом, чтобы угловое положение центра симметрии АСП относительно фазового центра АСП соответствовало текущему азимуту центра сложной цели. При этом при любом перемещении оси ДНА АСИ оказываются направленными на фазовый центр АСП.

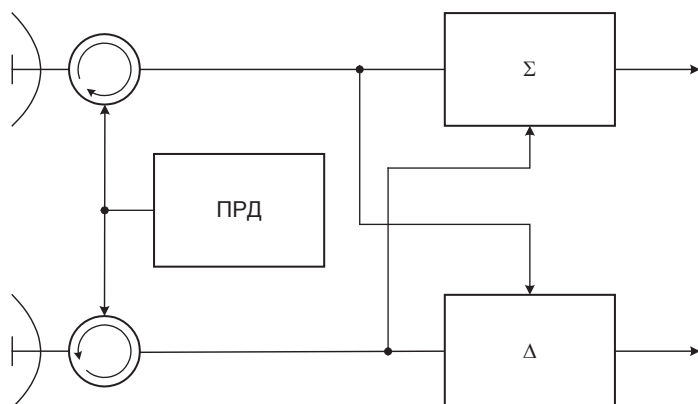


Рис. 2.3.4. Упрощенная структура моноимпульсного пеленгатора

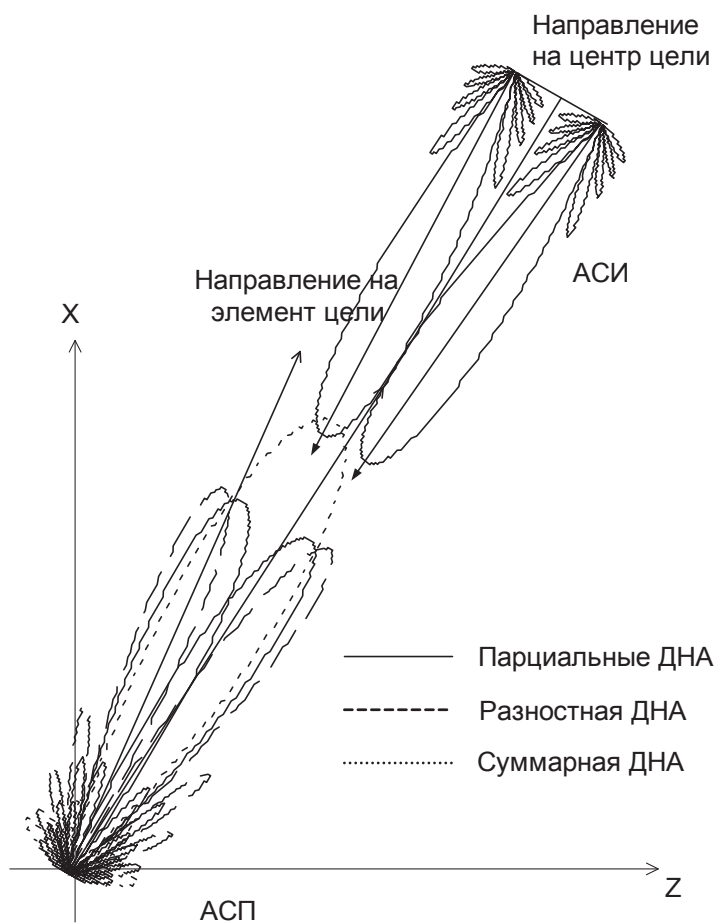


Рис. 2.3.5. Взаимное расположение АСП и АСИ

Для имитации ЭЦ, смещенных по угловой координате относительно центра сложной цели, имитатор должен создавать на выходах приемных антенн пеленгатора соотношение сигналов, соответствующее их соотношению при облучении имитируемой цели. Это обеспечивается выбором мощностей сигнала имитатора, излучаемого каждой антенной.

Рассмотрим условия, которым должны подчиняться мощности сигналов, излучаемых антеннами имитатора. В силу линейности канала распространения сигнала достаточно рассмотреть имитацию одной ЭЦ, смещенной относительно оси АСИ (для наглядности на рисунке азимут центра АСИ существенно смещен относительно азимута имитируемой цели —  $\Delta\beta_{\text{и}}$ ).

На рис. 2.3.6 обозначены:  $\beta_{\text{а}}$  — азимут оси ДНА пеленгатора;  $\beta_{\text{ц}}$  — азимут ЭЦ относительно оси симметрии АСИ;  $\Delta\beta_{\text{и}}$  — разность азимутов центра АСИ и азимутов первой и второй антенн имитатора.

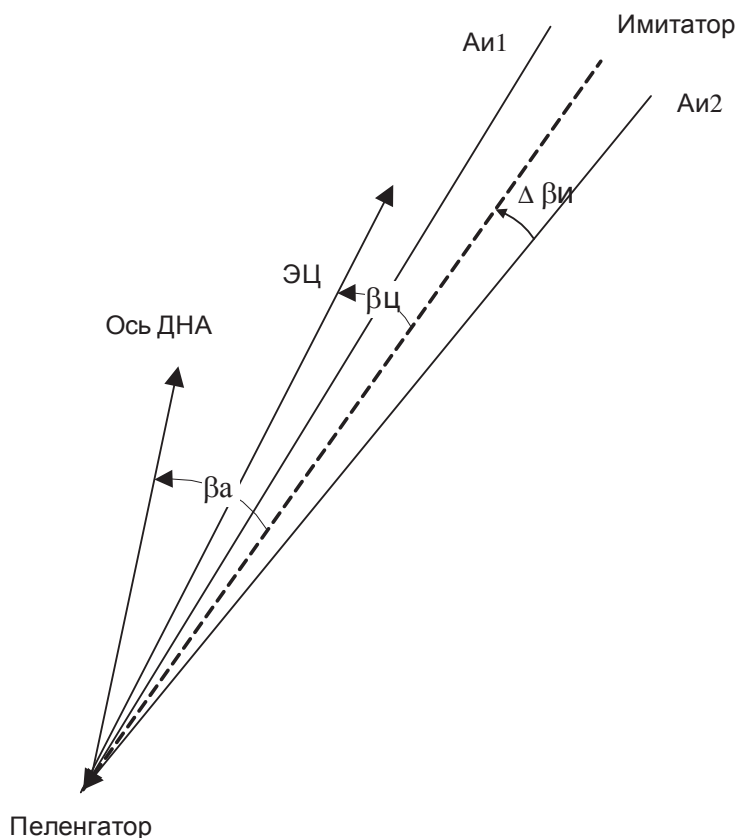


Рис. 2.3.6. Расположение осей ДНА пеленгатора, имитатора и направления на ЭЦ

С учетом того, что облучение цели производится суммарной ДНА, амплитуды сигналов на выходах суммарного и разностного каналов пеленгатора при приеме сигнала от ЭЦ соответственно равны

$$\begin{aligned} U_{\Sigma} &= U_{\Sigma 0} \cdot \theta_{\Sigma}(\beta_{\Sigma} - \beta_{\Delta}) \theta_{\Sigma}(\beta_{\Sigma} - \beta_{\Delta}); \\ U_{\Delta} &= U_{\Delta 0} \cdot \theta_{\Sigma}(\beta_{\Sigma} - \beta_{\Delta}) \theta_{\Delta}(\beta_{\Sigma} - \beta_{\Delta}), \end{aligned}$$

где  $\theta_{\Sigma}(\beta)$ ,  $\theta_{\Delta}(\beta)$  — суммарная и разностная ДНА пеленгатора по полю.

Учитывая, что оси ДНА имитатора ориентированы на центр антенной системы пеленгатора, и полагая, что излучаемые имитатором сигналы имеют нулевой сдвиг фаз, амплитуды сигналов на выходах первой и второй антенн пеленгатора при приеме сигнала от имитатора можно определить как

$$\begin{aligned} U_{\Sigma} &= U_{\Sigma 0} (K_1 \cdot \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) + K_2 \cdot \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i)); \\ U_{\Delta} &= U_{\Delta 0} (K_1 \cdot \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) + K_2 \cdot \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i)). \end{aligned}$$

Приравнивая значения сигналов, принятых от цели и имитатора, получим следующие соотношения, определяющие амплитуды сигналов, которые требуется подавать на передающие антенны имитатора:

$$\begin{aligned} K_1 &= U_0 \frac{\theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} - \beta_{\Sigma}) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) - \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \beta_{\Sigma})}{\theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) - \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i)}; \\ K_2 &= U_0 \frac{\theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \beta_{\Sigma}) - \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \beta_{\Sigma})}{\theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) - \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i)}, \end{aligned}$$

где  $U_0 = \frac{U_{\Sigma 0} \cdot \theta_{\Sigma}(\beta_{\Sigma} - \beta_{\Delta})}{U_{\Delta 0}}.$

Из полученных соотношений видно, что решение существует при выполнении условия

$$\theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) \cdot \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) - \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) \cdot \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) \neq 0. \quad (2.3.1)$$

Учитывая, что при малых значениях выражения (2.3.1) требуемая мощность излучения и динамический диапазон имитатора может превысить приемлемые значения, область существования решения может быть записана в виде неравенства

$$|\theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i) \cdot \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) - \theta_{\Sigma}(\beta_{\Delta} + \Delta\beta_i) \cdot \theta_{\Delta}(\beta_{\Delta} - \Delta\beta_i)| > \varepsilon. \quad (2.3.2)$$

Из выражения (2.3.2) видно, что область существования решения зависит только от параметров АСП и АСИ и в основном определяется уровнем боковых лепестков ДНА.

Численный анализ показал, что значения выражения (2.3.1) определяются в первую очередь уровнем боковых лепестков ДНА пеленгатора. При увеличении уровня боковых лепестков область существования решения (2.3.2) существенно расширяется.

Для оценки ее границ были рассчитаны зависимости значений (2.3.1) при различных значениях  $\Delta\beta_i$ . Были приняты следующие параметры: ДНА — ширина парциальной ДНА пеленгатора —  $6^\circ$ ; угол между осями парциальных ДНА  $6^\circ$ ; уровень боковых лепестков 27 дБ. Результаты представлены на рис. 2.3.7.

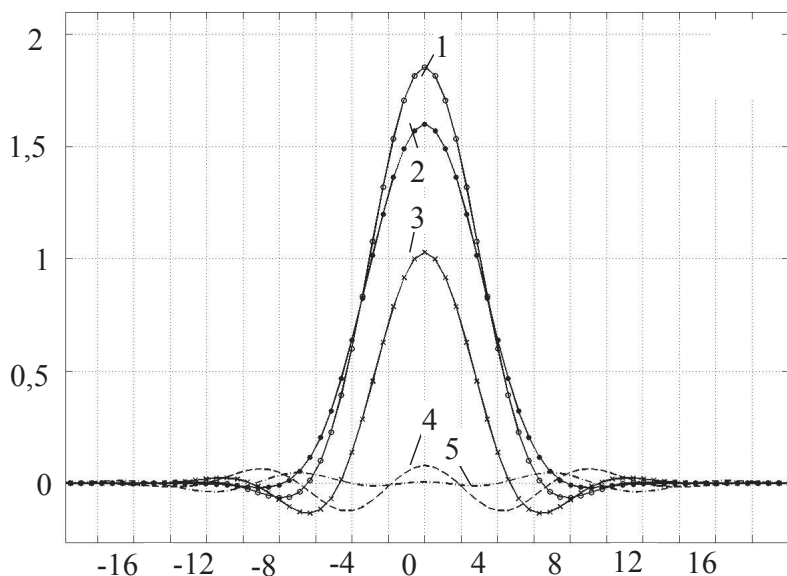


Рис. 2.3.7. Значения выражения (2.3.1) при различных разносах антенн имитатора  $\Delta\beta_a$  :  
1 —  $2^\circ$ , 2 —  $4^\circ$ , 3 —  $6^\circ$ , 4 —  $9^\circ$ , 5 —  $12^\circ$

Полученные результаты показывают, что при указанных параметрах ДНА наибольшая область существования решения при минимальном значении динамического диапазона реализуется при угловом разносе антенн относительно оси симметрии имитатора около  $9^\circ$ . Важно, что при этих параметрах частичные области существования, разделенные нулями выражения (2.3.1), близки по ширине.

### Имитация сигналов целей, распределенных по дальности и доплеровскому сдвигу

Сигнал цели, состоящей из множества дискретных отражателей, распределенных по дальности и доплеровскому сдвигу, представляет-ся как сумма сигналов, отраженных каждым ЭЦ, т. е. как сумма копий зондирующей посылки, сдвинутых по времени на величину, определяемую расстоянием до цели, и по частоте на величину, определяемую скоростью и угловым положением ЭЦ (рис. 2.3.8).

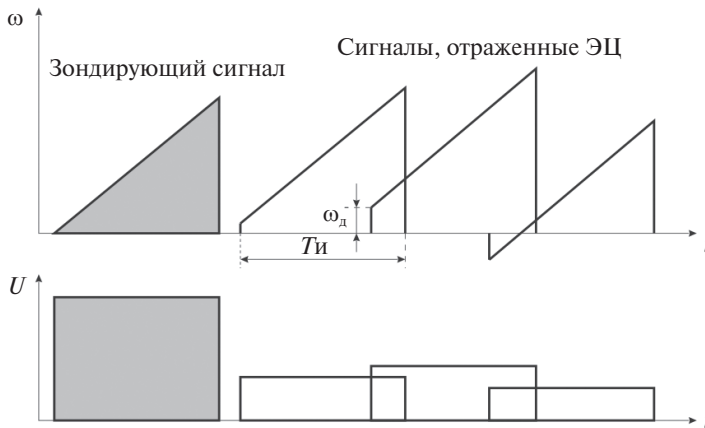


Рис. 2.3.8. Принцип формирования отраженного сигнала

В общем случае зондирующий сигнал с внутриимпульсной частотной модуляцией может быть записан в виде

$$U_{\text{прд}}(t) = U_0(t) \cos(\varphi_0 + \omega_0 t + \varphi(t)),$$

где  $U_0(t)$  — закон амплитудной модуляции;  $\varphi_0$  — начальная фаза зондирующего сигнала;  $\omega_0$  — средняя частота зондирующего сигнала;  $\varphi(t)$  — закон фазовой модуляции.

Принятый от  $i$ -го элемента цели сигнал на выходе приемной антенны

$$U_{a_i}(t) = A(\vartheta_{ц_i}(t)) U_i(t) U_0(t - \tau_i) \times \\ \times \cos[\varphi_0 + \varphi_i + \omega_0(t - \tau_i) + \varphi(t - \tau_i)],$$

где  $A(\vartheta_{ц_i}(t))$  — значение нормированной ДНА в направлении  $i$ -го элемента цели;  $U_i$  — амплитуда сигнала  $i$ -го элемента цели, зависящая от дальности и ЭПР;  $\tau_i$  — задержка сигнала от  $i$ -го элемента цели;  $\varphi_i$  — фаза коэффициента отражения от  $i$ -го элемента цели.

Сигналы от цели, состоящей из  $N$  элементов,

$$U_a(t) = \sum_{i=1}^N A_i (\vartheta_{\text{ц}_i}(t)) U_i(t) U_{\text{прд}}(t - \tau_i) \times \\ \times \cos[\varphi_0 + \varphi_i + \omega_0(t - \tau_i(t)) + \varphi(t - \tau_i(t))].$$

Прямой способ формирования этого сигнала, заключающийся в создании  $N$  копий зондирующего сигнала, смещенных по задержке и доплеровскому сдвигу частоты, поточечном умножении каждой копии на соответствующие множители и поточечном суммировании полученного результата, приводит к существенным вычислительным затратам. Для рассматриваемого случая ЛЧМ сигнала с прямоугольной огибающей смещение сигнала во времени может быть заменено сдвигом сигнала в частотной области.

## 2.4. Полунатурное моделирование сигналов для РВС

Способов полунатурной имитации, подходящих для функциональной проверки радиовысотомерных систем, существует на данный момент немало. Перечислим известные применяемые методы с указанием основных недостатков.

1. Имитация с помощью линий задержки основана на возвращении излученного сигнала после ослабления аттенюатором и прохождения через линию задержки (кабель). При этом достигается имитация, соответствующая фиксированным значениям высоты. Соответственно подстилающая поверхность представлена одиночным отражателем, нет возможности имитировать доплеровский сдвиг частоты, особенно важный для систем посадки и РВД.

2. Имитация путем создания физического подобия основана на аналогии процессов рассеяния радиоволн различного диапазона, а также звуковых волн на статистически неровной поверхности. При этом при сохранении геометрического подобия процессов распространения и рассеяния радиоволн и в конечном итоге картины формирования сигнала стремятся уменьшить геометрический масштаб исследуемого явления, чтобы его можно было осуществить в лабораторных условиях. Физическое моделирование можно осуществить двумя спо-



собами. В основе первого из них лежит резкое увеличение несущей частоты (геометрические размеры модели уменьшаются в соответствующее число раз), например, за счет использования миллиметрового и оптического диапазонов. Во втором подходе переходят к ультразвуковым колебаниям, а за счет гораздо меньшей скорости распространения волн реализуется значительное уменьшение геометрических размеров. Общие недостатки физического моделирования: большое количество геометрических ограничений, невозможность реализации длинных траекторий ЛА, сложность создания разнообразных и адекватных отражений от подстилающих поверхностей.

3. Комплексная имитационно-моделирующая установка для испытаний радиотехнических систем (КИМУ РТС), предлагаемая НИЛ 1.10 (Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, г. Минск), предназначена для испытаний, полунатурного моделирования, контроля работоспособности и настройки радиотехнических систем различного назначения. В частности, заявлено выполнение полунатурного моделирования реальных условий работы бортовых радиовысотомеров. В составе установки отсутствуют модули переноса СВЧ на НЧ и оцифровки входного сигнала, поэтому для имитации потребуются детерминированность излучаемого сигнала и дополнительная синхронизация с РВ, что означает невозможность полной проверки РВ, особенно при переменных параметрах модуляции.

В зависимости от типа сигнала и способов сканирования РЛС оптимальными будут различные методы и алгоритмы формирования отраженного сигнала. Для РЛС импульсного излучения форма зондирующего сигнала, как правило, постоянна и точно известна, поэтому отраженный сигнал может быть заранее подготовлен в сигнальной памяти. Точность и качество определяются вычислительными возможностями и качеством модели фоноцелевой обстановки.

Для РЛС непрерывного излучения форма зондирующего сигнала, как правило, переменная и заранее неизвестна, поэтому для формирования когерентного сигнала остается только одна возможность — подавать на вход копии излучаемого сигнала с задержками, амплитудами, доплеровскими сдвигами, соответствующими заданной фоноцелевой обстановке.

В большинстве РВ с ЛЧМ реализуется следающий прием отраженного сигнала со стабилизацией частоты биений за счет изменения параметров модуляции. При этом параметры зондирующего сигнала при

данных параметрах движения над поверхностью с заданными статистическими характеристиками имеют случайные вариации, обусловленные случайным характером мелких шероховатостей подстилающей поверхности. Этот факт исключает возможность предварительного расчета отраженного сигнала и последующего его воспроизведения в реальном масштабе времени, даже в случае детерминированной траектории движения и рельефа подстилающей поверхности. Это приводит к необходимости прямой имитации отраженного сигнала как суммы сигналов, отраженных различными достаточно малыми по сравнению с облачаемой площадью участками поверхности.

При имитации эхосигналов от земной поверхности цифровыми методами основная задача состоит в необходимости работы в реальном масштабе времени для поддержания высокой достоверности моделирования. Очевидная проблема заключается в том, что стремление учесть все факторы, влияющие на характеристики сигналов, ведет к необходимости чрезвычайно высокого темпа вычислений. Это требует применения для построения моделирующих комплексов очень быстродействующей техники. Работа в реальном масштабе времени может оказаться нереализуемой или реализуемой с привлечением уникальных и недопустимо дорогих технических средств [20].

К примеру, прямая имитация возможна с использованием микросхемы — однокристалльного генератора радиолокационного изображения ложной цели, предлагаемой для противостояния РЛС [31]. Принцип имитации основан на оцифровке входного сигнала РЛС (на пониженной частоте с квадратурной обработкой) и суммировании сигналов с выходов последовательных линий задержек с дополнительным фазовым вращением. Однако описанный пробный вариант микросхемы неудобно применять для моделирования отражений от подстилающей поверхности, т. к. одна микросхема обеспечивает только восемь элементов разрешения с фиксированным шагом по дальности.

### **2.4.1. Структура комплекса полунатурного моделирования**

При исследовании характеристик функционирования радиовысомерных систем методом полунатурного моделирования исследуемая система работает в своем штатном режиме, но реальный канал распространения и отражения зондирующего сигнала имитируется спе-

циальной установкой полунатурного моделирования в соответствии с заданным описанием представления внешней обстановки и динамики движения ЛА.

Таким образом, при исследовании характеристик функционирования радиовысотомерных систем методом полунатурного моделирования должна быть создана модель реальной системы, воспроизводящая процессы излучения и распространения зондирующих сигналов системы, их отражения от объектов, распространения и приема отраженных сигналов антенными устройствами, а для помех — воспроизводящая процессы генерации и излучения помех, распространения и приема этих помех антенными устройствами. Эта модель должна функционировать в реальном масштабе времени синхронно с работой исследуемой системы и сопрягаться с ней при исследовании характеристик получения информации о режимах работы системы и ее динамики и ввода моделируемых сигналов в приемные устройства.

Ввиду того что задачей системы полунатурного моделирования является воспроизведение на входе приемного устройства сигналов, адекватных реальным по своей физической природе, для моделирования процессов генерации сигналов и помех следует применять физические модели, а управление их параметрами наиболее целесообразно осуществлять с помощью математической модели, которая, используя совокупность определенных соотношений (формул, уравнений, неравенств, логических условий и т. д.), определяет текущие значения параметров сигналов в зависимости от текущих координат и скорости ЛА, характеристик отражения электромагнитных волн, текущего направления антенн радиоэлектронной системы [5].

Сформулируем дополнительные требования к полунатурному моделированию и построению имитатора сигнала для РВС:

- имитация в режиме реального времени без дополнительных сигналов синхронизации;
- имитация на частоте излучения для контроля параметров СВЧ тракта;
- достаточная точность моделирования;
- возможность имитации различных подстилающих поверхностей и объектов на (над) ней.

В соответствии с изложенными требованиями можно предложить следующую информационно-логическую структуру имитационного

комплекса ПНМ для исследования точностных и функциональных характеристик РВС (рис. 2.4.1).



Рис. 2.4.1. Информационно-логическая структура построения комплекса ПНМ для РВС

Математическая модель (ММ) канала «РВС — подстилающая поверхность — РВС» с учетом параметров излучаемого сигнала и моделей подстилающей поверхности и заданной траектории ЛА проводит расчет текущих параметров для аппаратного блока, реализующего физическую модель (ФМ) формирования отраженного сигнала в реальном масштабе времени. Созданные в установке полунатурного моделирования (УПМ) сигналы подаются непосредственно на вход приемного устройства РВС.

Аппаратная реализация ФМ установки полунатурного моделирования фактически является преобразователем излучаемого РВС сигнала в отраженный сигнал для РВС с параметрами преобразования,

получаемыми от ММ. Поэтому от правильности составления алгоритма функционирования математической модели зависит качество работы УПМ в целом.

Генератор специальных помех может быть использован при необходимости проверки помехозащищенности и совместимости РВС с другим радиоизлучающим оборудованием. Очевидно, что выполнение такой проверки совместимости с помощью полунатурного моделирования в лабораторных условиях наиболее эффективно, т. к. не требуется никаких доработок моделей. В простейшем случае здесь может быть еще одна РВС. Мощность и другие параметры сигнала с генератора помех подбираются опытным путем в зависимости от задач конкретных экспериментов ПНМ — от уровня, соответствующего порогу собственных аппаратных ошибок, до уровней, превышающих динамический диапазон РВС.

Устройство фиксации результатов позволит сравнивать значения заданной и измеренной высоты для конкретных условий моделирования.

В статическом режиме (при фиксированных координатах и эволюциях ЛА) параметры, рассчитанные в ММ, могут быть постоянными, но для корректной работы в динамическом режиме период обновления параметров ФМ по возможности должен быть меньше или равен внутреннему периоду измерений для РВС, поэтому для реализации алгоритмов установки полунатурного моделирования важен выбор соответствующей аппаратной платформы.

При выборе модели подстилающей поверхности желательно при максимальной ее простоте получать результаты моделирования достаточно близкими к реальным, в противном случае весь процесс моделирования может оказаться бесполезным.

#### **2.4.2. Модели формирования сигналов РВС**

При разработке любой модели, в том числе и модели эхосигнала от поверхности, руководствуются некоторыми исходными предпосылками, характеризующими реальный процесс, и задачами, которые необходимо решить с помощью модели. Поэтому можно предложить большое число разнообразных моделей, в той или иной степени отражающих действительность. Исходными предпосылками для создания модели формирования отраженного сигнала являются гипотезы

механизма рассеяния радиоволн [17], [18]. Коротко эти предпосылки можно сформулировать следующим образом:

- поверхность имеет сложную и изменяющуюся во времени структуру, которая может быть охарактеризована только статистическими методами;
- рассеянная составляющая обусловлена отражением радиолокационного сигнала от большого числа либо полностью независимых, либо обладающих ограниченными корреляционными связями элементов;
- поверхность анизотропна, т. к. ее отражающие свойства зависят от направления прихода электромагнитной волны;
- радиолокационный луч засвечивает значительную площадь поверхности.

По своим отражающим свойствам поверхности можно разделить на классы: однородные (взлетно-посадочная полоса (ВПП), луг, пашня, морские с разным уровнем волнения) и неоднородные (горы, лес).

Пространство распространения прямого и отраженного сигналов между антеннами РВ и отдельным отражателем можно трактовать как некоторый элементарный канал передачи сигнала с переменными во времени параметрами, передаточная функция которого  $K_i(j\omega, t)$  однозначно определяется в каждый текущий момент времени положением отражателя в пространстве и скоростью его относительного перемещения. Тогда пространство распространения сигнала между антеннами РВ и всей отражающей поверхностью можно представить в виде многоканальной системы, состоящей из множества элементарных каналов с передаточными функциями  $K_i(j\omega, t)$ , где  $i = 1, 2, \dots, n$ , [17]. На выходе системы происходит суммирование всех каналов, как показано на рис. 2.4.2. Между каналами  $K_1(j\omega, t)$ ,  $K_2(j\omega, t)$ , ...,  $K_i(j\omega, t)$  могут существовать взаимные корреляционные связи, которые охватывают отдельные каналы и группы каналов.

Как следует из рис. 2.4.2,  $X(t)$  есть сумма большого числа составляющих, получаемых на выходе  $n$  каналов с передаточными функциями  $K_i(j\omega, t)$ , где  $i = 1, 2, \dots, n$ . Передаточная функция каждого канала  $K_i(j\omega, t)$  в общем случае может случайно изменяться во времени (волнение водной поверхности, колебание растительности и т. п.), поэтому зондирующий сигнал  $A(t)$  после прохождения канала приобретает в каждый момент времени каждого периода модуляции случайную амплитуду и фазу.

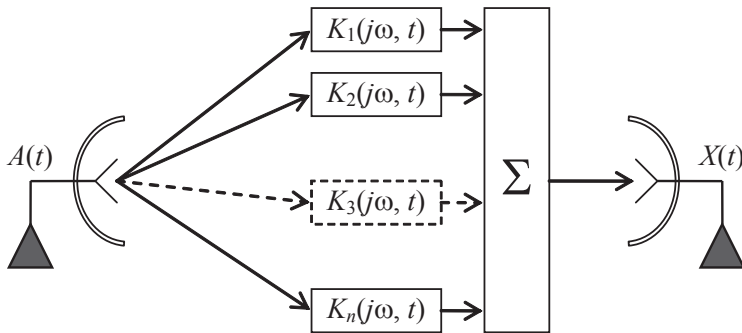


Рис. 2.4.2. Модель канала распространения «передающая антенна РВ — отражающая поверхность — приемная антенна РВ»

Амплитуда суммарного отраженного сигнала определяется размерами, формой, ориентацией и расстоянием элементарных отражателей относительно антенн источника и приемника излучения, а также другими факторами, которые случайным образом изменяются во времени. В силу указанных причин сигнал, отраженный от поверхности, представляет собой случайный процесс и может быть записан в виде

$$x(t) = \operatorname{Re} E_c(t) U(t - \tau_3) \exp [i(\omega + \omega_d)t + i\theta(t)],$$

где  $E_c(t)$  и  $\theta(t)$  — случайные амплитуда и фаза эхосигнала;  $U(t - \tau_3)$  — зондирующий сигнал;  $\tau_3$  — время задержки отраженного сигнала;  $\omega_d$  — доплеровский сдвиг отраженного сигнала.

Найти распределения вероятностей параметров сигнала непосредственно, исходя из реальных свойств поверхности и движения над ней, не представляется возможным: слишком много влияющих факторов, приводящих к флуктуациям отраженного сигнала [19]. В связи с этим целесообразно использовать упрощенную радиолокационную модель объекта, основанную на механизмах рассеяния. Так, на основе представления поверхности в виде совокупности большого числа независимо и случайно расположенных элементарных (точечных) отражателей, перемещающихся относительно ЛА, можно применить многоканальную модель, рассмотренную в книге [17]. Согласно центральной предельной теореме сигнал от такой совокупности элементарных отражателей представляет собой нормальный случайный процесс.

Полученный случайный процесс можно отнести к классу стационарных при небольших эволюциях ЛА и изменении высоты. Для опи-



сания такого процесса достаточно знать одномерную функцию распределения и корреляционную функцию (энергетический спектр).

Согласно феноменологическому подходу построения модели [8] подстилающую поверхность можно представить в виде набора дискретных статистически независимых facets. При этом каждый facet кроме своих трехмерных координат может иметь дополнительные параметры: ДОР, коэффициент отражения или удельную ЭПР.

Аналогичным образом для аппаратной имитации отраженного сигнала для ЧМ РВ в режиме реального времени можно, имитируя, например, лишь самые яркие отражатели-facets, ограничить количество каналов прохождения сигналов, сформировать отраженный сигнал как сумму нескольких задержанных излученных сигналов. При этом по возможности каждый канал помимо своего значения задержки должен иметь индивидуальный доплеровский сдвиг и амплитуду.

Средняя мощность сигнала, отраженного  $i$ -м элементом поверхности, при совмещенной приеме-передающей антенне может быть рассчитана по известной формуле радиолокации [11]

$$P_i = \frac{P_z G^2(\vartheta r_i) \sigma(\vartheta h_i) \lambda^2}{(4\pi)^3 R_i^4} dS,$$

где  $P_z$  — мощность передатчика;  $G(\vartheta r)$  — коэффициент усиления антенны;  $\vartheta r$  — угол между осью ДНА и направлением на элемент поверхности;  $\sigma(\vartheta h)$  — удельная ЭПР поверхности;  $\vartheta h$  — угол падения излучения на элемент поверхности;  $dS$  — площадь элемента поверхности.

Используя нормированную ДНА  $D$  и связь между коэффициентом усиления антенны в направлении максимума ДНА и шириной ДНА по уровню 0,5 [11], запишем

$$G = \frac{32\,700}{\theta_x \theta_y},$$

где  $\theta_x$ ,  $\theta_y$  — полная ширина ДНА по уровню 0,5 в градусах в плоскостях  $X$  и  $Y$ .

Для осесимметричной ДНА получим

$$P_i = \frac{P_z \pi D^2(\vartheta r_i) \sigma(\vartheta h_i) \lambda^2}{64\theta_a^4 R_i^4} dS, \quad (2.4.1)$$

где  $\theta_a$  — полная ширина ДНА по уровню 0,5 в радианах.



Используя выражение (2.4.1), можно построить модель отраженного сигнала в виде суммы элементарных сигналов, отраженных различными участками поверхности. Размеры элементарных участков определяются разрешающей способностью по дальности и доплеровскому сдвигу зондирующего сигнала, точностью моделирования и выбираются из условий:

$$\begin{aligned} \int_0^T |U_z(t - \tau_i) - U_z(t - \tau_{i+1})| dT &\leq \delta; \\ \max(|\psi(t - \tau_i) - \psi(t - \tau_{i+1})|, T) &\leq \varepsilon \pi; \\ |Fd_i - Fd_{i+1}| T &\leq \varepsilon, \end{aligned}$$

где  $(i + 1)$  — индексы участков, соседних с  $i$ -м участком;  $\max(|\psi(t)|, T)$  — максимальное значение  $\psi(t)$  на отрезке  $[0, T]$ ;  $\varepsilon, \delta$  характеризуют точность моделирования.

Выбор способа разбиения подстилающей поверхности на элементарные отражатели и их размеров в общем случае является нетривиальной задачей и может быть выполнен только для конкретных типов зондирующих сигналов и их параметров.

## 2.5. Полунатурное моделирование радиолокационных измерителей составляющих вектора скорости полета .....

### 2.5.1. Требования к полунатурной модели корреляционных измерителей составляющих скорости

При полунатурном моделировании задача создания аппаратуры и программного обеспечения осложняется тем, что математические модели, описывающие процессы распространения электромагнитных волн и их отражение от протяженной шероховатой поверхности (глава 1.3), практически не реализуемы в действительном масштабе времени для генерации мгновенных значений сигнала на входе приемной антенны (или на выходе приемного устройства). Отсюда возникает задача создания имитаторов сигнала, отраженного протяженными поверхностями в реальном масштабе времени, использующих

упрощенные модели отражения сигналов протяженными поверхностями или имитационные модели их формирования и обеспечивающих реализацию сигнала по заданным критериям, подобного отраженному от поверхности. При этом формирование и обоснование необходимых и достаточных критериев подобия сигналов, учитывающих цели и задачи полунатурного моделирования, оказывается одним из решающих факторов, обеспечивающих создание имитаторов сигналов для полунатурного моделирования КРИСС.

Поскольку в канале измерения скорости в качестве информационного параметра используются значения отраженного сигнала, взятые через период модуляции, его корреляционные характеристики определяются межпериодной корреляцией. Естественным, что при моделировании канала измерения скорости необходимо сохранить подобие именно межпериодных флуктуаций отраженного сигнала, при этом форма отраженного импульса, существенная для канала измерения высоты, несущественна для канала измерения скорости. Тогда можно предложить обобщенную структуру имитатора сигнала, представленную на рис. 2.5.1.

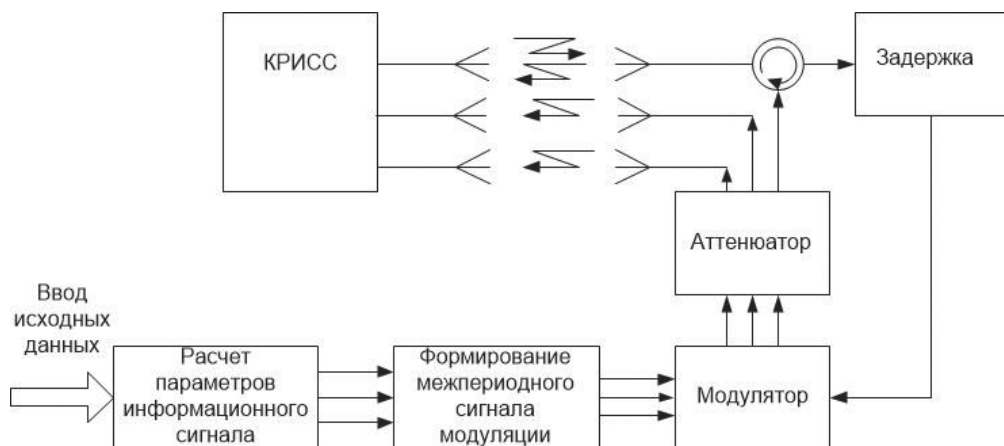


Рис. 2.5.1. Принцип имитации отраженного сигнала КРИСС

При временном разделении каналов приема КРИСС, перенос на высокую частоту также может выполняться с разделением по времени.

Сигналы  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ , имитирующие сигналы в приемных каналах КРИСС, должны удовлетворять следующим требованиям:

- амплитуды сигналов должны иметь рэлеевское распределение, фазы — равномерное;
- мощности сигналов должны быть одинаковыми;
- АКФ должны быть идентичными и совпадать с АКФ реального сигнала;
- ВКФ сигналов должны совпадать с сечениями двумерной АКФ реального сигнала  $B(r)$ , соответствующими траектории движения антенн;
- временное положение максимумов ВКФ должно соответствовать транспортному запаздыванию;
- максимумы ВКФ должны соответствовать значениям двумерной АКФ реального сигнала  $B(r_{ij})$ .

Далее рассматривается принцип построения имитатора сигнала, удовлетворяющего этим требованиям.

### 2.5.2. Принцип построения имитатора сигнала КРИСС

Рассмотрим принцип формирования информационного сигнала.

Поскольку в рамках феноменологической модели квадратурные компоненты сигнала, отраженного элементом поверхности, являются независимыми нормальными процессами с нулевым средним, их сумма в пределах облучаемой площади тоже является нормальным процессом. В таком случае суммарный сигнал может быть представлен в виде суммы двух независимых нормальных квадратурных составляющих, являющихся результатом фильтрации нормального белого шума линейным формирующим фильтром (ФФ).

Функциональная схема одной квадратурной составляющей формирования информационных сигналов, реализующая этот поход, представлена на рис. 2.5.2.

В результате генерируются случайные процессы со следующими свойствами:

- мощности процессов одинаковы;
- АКФ процессов  $B(\tau)$ , определяемые АЧХ формирующего фильтра, идентичны;
- максимумы ВКФ процессов  $B_{12} = \rho_{12} \cdot B$ .

Для оценки требований к ФФ рассмотрим основные свойства пространственно-временной корреляционной функции сигнала, рассеянного протяженной шероховатой поверхностью.

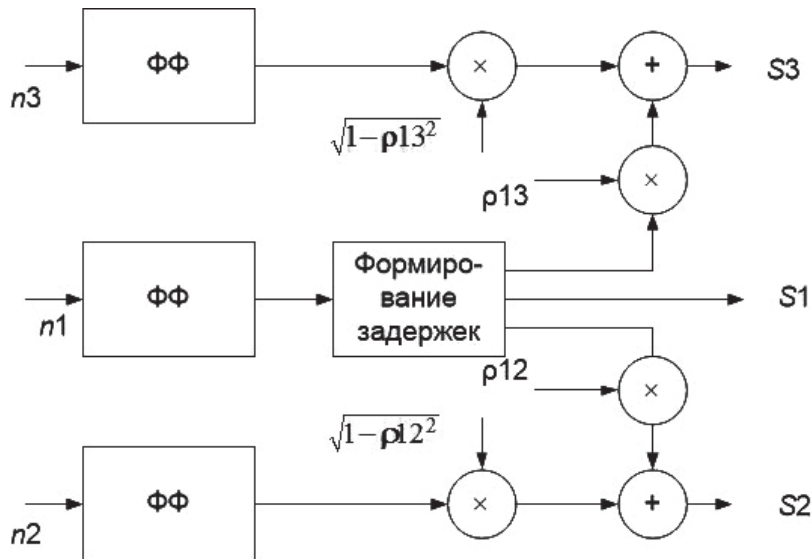


Рис. 2.5.2. Формирование информационных сигналов

Для оценки зависимости вида АКФ или ВКФ от диаграммы направленности антенны (ДНА) и диаграммы обратного рассеяния (ДОР) было выполнено численное интегрирование выражения при горизонтальном перемещении ЛА при типовой для КРИСС ширине ДНА  $40^\circ$ .

Диаграмма направленности антенной системы  $G(\vartheta)$  и удельная эффективная поверхность рассеяния  $\sigma^0(\varphi, R)$  аппроксимировались следующими выражениями [1], [2], [17]:

$$G_{sc}(\vartheta) = Sl \cdot \sin(u(\vartheta)) / u(\vartheta) + (1 - Sl) \cdot \cos(u(\vartheta)) / \left[ 1 - (2u(\vartheta)/\pi)^2 \right];$$

$$u(\vartheta) = \pi L \sin(\vartheta);$$

$$G_g(\vartheta) = \exp(-\vartheta^2 / \vartheta_0^2);$$

$$G_{tt}(\vartheta) = \exp(-\operatorname{tg}^2(\vartheta) / \operatorname{tg}^2(\vartheta_0)),$$

где  $\vartheta$  — угол отклонения от оси ДНА;  $Sl$  — параметр, определяющий уровень первого бокового лепестка (1–13 дБ, 0–23 дБ);  $L$  — апертура антенны;  $\vartheta_0$  — ширина ДНА по уровню 0,38.

На рис. 2.5.3 приведены АКФ при различных аппроксимациях ДНА при ширине ДОР  $40^\circ$  ( $A$  и  $B$  — участки графиков в увеличенном масштабе).



Рис. 2.5.3. Вид ДНА и АКФ сигнала при различной аппроксимации ДНА:

$r$  — смещение по пространству;  $\lambda$  — длина волны

Видно, что при приведенных параметрах АКФ почти не зависит от вида ДНА. Очевидно, что при меньших значениях ширины ДОР влияние вида ДНА будет еще меньше.

На рис. 2.5.4 приведены АКФ при различных аппроксимациях ДОР.

Ширина ДОР выбиралась из диапазона  $5\text{--}20^\circ$ , в который укладывается большинство типов подстилающих поверхностей [18], [55].

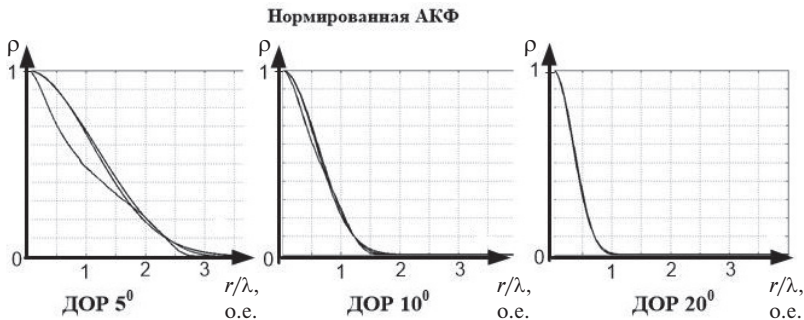


Рис. 2.5.4. АКФ при различных аппроксимациях ДОР

Видно, что зависимость ВКФ от вида ДОР наблюдается при полуширине ДОР менее  $5^\circ$  при уровне бокового лепестка ДОР выше минус 23 дБ.

В известных источниках [18], [55] такого типа ДОР не приводится, поэтому следует использовать аппроксимации ДОР вида  $\exp(-\text{tg}^2(\vartheta) / \text{tg}^2(\vartheta_0))$ .

Для аппроксимации ДНА использовалась функция вида  $G_{sc}(\vartheta) = Sl \cdot \sin(u(\vartheta)) / u(\vartheta) + (1 - Sl) \cos(u(\vartheta)) / \left[1 - (2u(\vartheta)/\pi)^2\right]$  с уровнем бокового лепестка минус 23 дБ, как наиболее близкая к реальным ДНА.

Для оценки зависимости формы АКФ и ВКФ сигнала от ширины ДОР были рассчитаны АКФ при ДОР, равных  $5^\circ$  и  $40^\circ$ , и приведены к масштабу, нормированному к интервалу корреляции.

Из приведенных на рис. 2.5.5 результатов видно, что АКФ и ВКФ сигналов, рассеянных протяженной поверхностью при горизонтальном полете с нулевыми углами крена и тангажа, определяются шириной ДНА и ДОР и практически не зависят от их вида. При изменении ширины ДОР в масштабе, приведенном к интервалу корреляции, АКФ и ВКФ сигналов практически совпадают. Эти свойства пространственных АКФ и ВКФ позволили построить рассмотренную ниже имитационную модель сигнала в приемных каналах КРИСС.

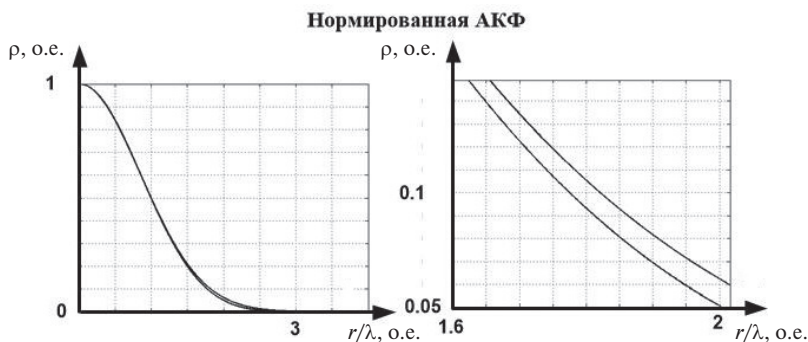


Рис. 2.5.5. АКФ отраженного сигнала в нормированном масштабе

Численное моделирование показало, что в качестве формирующего фильтра (ФФ) может быть использовано последовательное соединение фильтра Баттерворта 4-го и ФНЧ 1-го порядка, дающее при определенном соотношении частот среза хорошее приближение к ВКФ.

Сигнал на выходе первой антенны имитируется узкополосным случайным процессом на выходе полосового фильтра со средней частотой  $(F_0 + F_d)$ , который имитирует флуктуации отраженного сигнала, обусловленные горизонтальным перемещением ЛА (полоса пропускания фильтра), и сдвиг частоты отраженного сигнала за счет вертикального перемещения  $(F_d)$ . Изменением доплеровского сдвига, обусловленного вертикальной скоростью в пределах облучаемой площади, пренебрегаем, поскольку это изменение много меньше ширины спектра флуктуаций, обусловленных горизонтальным перемещением.

Частотная характеристика фильтра формируется каскадным соединением нескольких полосовых фильтров 2-го порядка, что обеспе-

чивает вид АКФ сигнала, близкий к гауссовскому, с интервалом корреляции, обратно пропорциональным полосе пропускания фильтров.

Частично коррелированный сигнал, задержанный на величину транспортного запаздывания, формировался как взвешенная сумма сигнала первого канала и некоррелированного с ним случайного процесса, сформированного таким же способом. Сформированные сигналы умножаются на коэффициенты  $K1$  и  $K2$ , учитывающие неидентичность СВЧ-тракта приемного устройства. Для переноса сигналов на нулевую частоту формируются квадратурные составляющие сигнала с использованием преобразования Гильберта, которые перемножаются на сигнал гетеродина с частотой  $F0$  (рис. 2.5.6).

К полученным сигналам добавляются шумы. Учитывая, что используется одно приемное устройство с временным разделением сигналов, мощность шумов принимается одинаковой, а значения — некоррелированными.

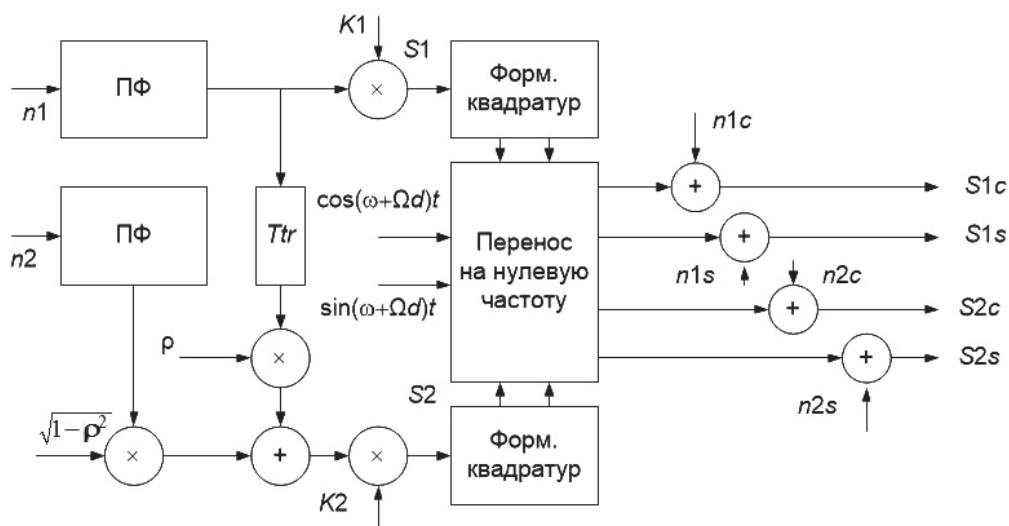


Рис. 2.5.6. Схема формирования квадратур отраженного сигнала

На рис. 2.5.7 приведены спектры сигналов на выходе формирующего фильтра и спектры квадратур преобразованного сигнала при различной вертикальной скорости.

Рассмотренный способ формирования информационного сигнала при современных параметрах КРИСС и использовании цифровой техники (сигнальных процессоров, или ПЛИС) может быть реализо-



ван в реальном масштабе времени. Общая структура стенда для полунатурного моделирования КРИСС ниже.



Рис. 2.5.7. Спектры сигнала на несущей частоте и квадратур отраженного сигнала

### 2.5.3. Принцип построения стенда полунатурного моделирования КРИСС

Структура стенда для полунатурного моделирования КРИСС с импульсной модуляцией зондирующего сигнала и временным разделением квадратурных составляющих и чередованием каналов приема на основе имитатора, реализующего имитационную модель отраженного сигнала, рассмотренную в предыдущем подпараграфе, приведена на рис. 2.5.8.

В соответствии с нормативными документами погрешности измерения составляющих скорости определяются при прямолинейном полете с постоянной скоростью с углами крена и тангажа, не превосходящими ( $\pm 5^\circ$ ), путем усреднения выходной информации на базе 20–25 км.

Исходными данными для оценки погрешностей КРИСС методами моделирования являются:

- высота полета и составляющие вектора скорости;
- тип подстилающей поверхности;
- уровень сигнала и шумов, приведенные к входу приемного устройства КРИСС.



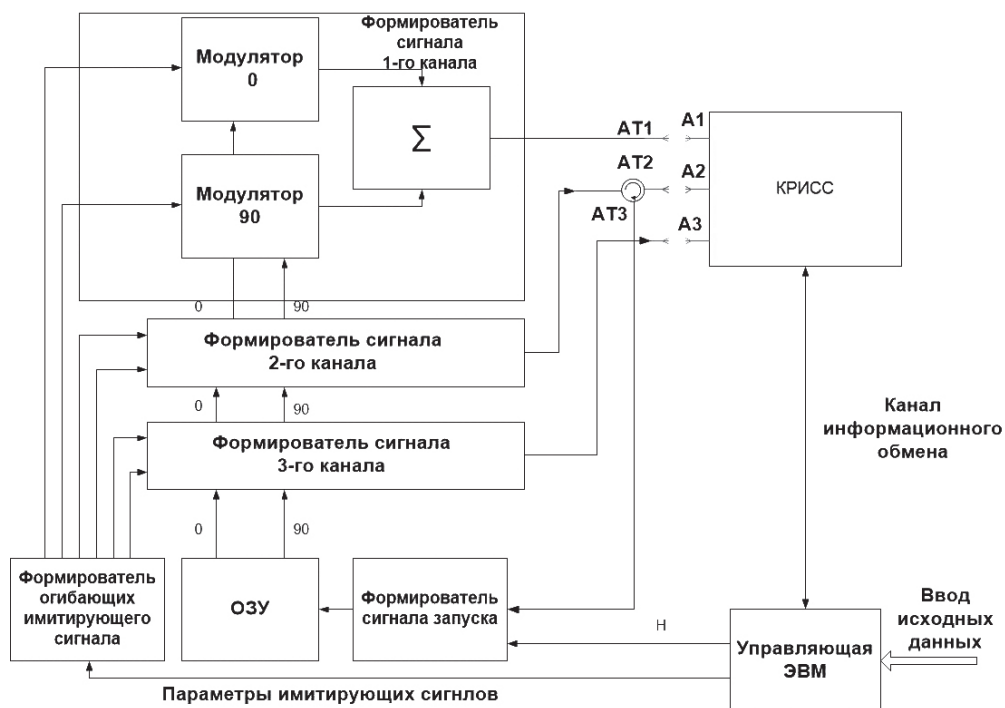


Рис. 2.5.8. Стенд полунатурного моделирования КРИСС

Для заданного типа поверхности по известным источникам [18], [55] или по базе данных натурных испытаний разработчика КРИСС определяется удельная эффективная отражающая поверхность и ширина ДОР. По этим данным путем численного интегрирования по поверхности определяются мощность сигнала на входе приемного устройства и интервал пространственной корреляции отраженного сигнала. Далее для заданных значений скорости и высоты проводится расчет параметров имитационной модели сигнала: коэффициентов передаточной функции формирующего фильтра, коэффициентов корреляции сигнала в приемных каналах, соотношения сигнал—шум и задержки отраженного сигнала. И, наконец, полученные значения передаются в аппаратный имитатор, и выполняется полунатурное моделирование КРИСС.

### 3. Математическая модель радиолокационного канала БРЛС обнаружения, распознавания и сопровождения (ОРС) наземных и надводных целей

.....

**Х**арактеристики отраженного сигнала от объектов используются при решении основного круга задач радиолокации: построения высокодетальных радиолокационных изображений (РЛИ) фоноцелевой обстановки, исследования и улучшения характеристик радиолокационных систем, обнаружения объектов, измерения координат, слежения за ними и их распознавания.

Известно, что в радиолокации информация о фоноцелевой обстановке заключена в характеристиках отраженного сигнала (время запаздывания, частота биений, фаза отраженного сигнала), и от того, насколько точно будут известны параметры отраженного сигнала, зависит качество спроектированной радиолокационной системы [9], [38], [39], [40]. В книгах [9], [11] на примере применения импульсного сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ проиллюстрировано формирование отраженного сигнала для РЛС, работающей в режиме синтезирования апертуры и в режиме сканирования реальным лучом. Из-за применения в качестве зондирующего частотно-модулированного сигнала информация о фоноцелевой обстановке заключена либо в спектре сигнала биений, либо в огибающей сигнала при использовании сжатия сигнала. Выбор ЧМ сигнала обусловлен перспективностью для дальнейшей цифровой обработки отраженного сигнала при определении дальности, возможностью увеличения потенциала бортовой РЛС путем сжатия ЛЧМ импульса и рядом других преимуществ. На сигнал биений оказывают влияние такие факторы, как высота, скорость полета, режим работы радиолокатора, наличие или отсутствие тропосферного канала и канала многолучевого распространения и многие другие факторы. Эти факторы способны повлиять на вероятность правиль-

ного обнаружения, точность определения координат, классификацию и распознавание морских и наземных объектов.

Для повышения эффективности решения вышеперечисленных задач формируется высокодетальное РЛИ и осуществляется обработка не только сигнала, но и РЛИ. Построению высокодетального РЛИ сопутствует решение ряда задач:

- исследования характеристик отраженных сигналов от точечных и протяженных объектов;
- разработки модели сигнала, отраженного от точечных и протяженных объектов;
- оценивания влияния эффекта «тропосферного» волновода на характеристики отраженного сигнала.

Модель отраженного сигнала радиолокатора и модель РЛИ должны обладать достаточной гибкостью и многопараметричностью для изучения алгоритмов повышения качества РЛИ, позволяющих всесторонне изучить свойства отраженного сигнала и РЛИ при влиянии различных параметров фоноцелевой обстановки.

### 3. Математическая модель радиолокационного канала

#### 3.1.1. Характеристики радиолокационных целей

При облучении какого-либо объекта падающие на объект электромагнитные волны возбуждают на его поверхности в соответствии с граничными условиями токи проводимости или смещения, которые зависят от формы, материала и размеров объекта. Эти токи, в свою очередь, вызывают вторичное излучение или рассеяние радиоволн. Проще всего проиллюстрировать процесс вторичного излучения радиоволн на примере облучения металлической сферы при изменяющемся отношении радиуса сферы к длине волны  $r/\lambda$ . В зависимости от отношения радиуса сферы к длине волны  $r/\lambda$  выделяют три характерные области:

- зону рефракции, или зону Френеля, когда  $r/\lambda \ll 1$ ;
- зону резонансного рассеяния, когда  $r \approx \lambda$ . Сфера в этом случае ведет себя как объемный резонатор;
- зону отражения, когда  $r/\lambda \gg 1$ .

В радиолокации стараются использовать зону отражения и при реальных размерах целей применяют радиоволны длиной, меньшей 10 м. Отражающие свойства целей в РЛС принято оценивать эффективной площадью рассеяния цели  $\sigma_0$

$$\sigma_0 = 4\pi D^2 \frac{P_2}{P_1},$$

где  $D$  — расстояние от РЛС до цели;  $P_2$  — плотность потока мощности отраженного сигнала у антенны РЛС;  $P_1$  — плотность потока мощности радиолокационного сигнала на расстоянии  $R$  от РЛС.

Типичные ЭПР реальных радиолокационных целей: автомобиль 6–8 м<sup>2</sup>; тяжелый тягач 15–20 м<sup>2</sup>; стая птиц 10<sup>-2</sup>–1 м<sup>2</sup>; катер 100 м<sup>2</sup>; малый корабль 50–250 м<sup>2</sup>; средний корабль 3000–10 000 м<sup>2</sup>; человек 0,5–1,2 м<sup>2</sup>.

Цели характеризуются следующими основными параметрами и характеристиками [9], [10], [38], [39]: средней ЭПР (оценка, усредненная по всем ракурсам); диаграммой вторичного рассеяния в азимутальной плоскости; радиолокационной длиной; законом распределения огибающей и спектром флуктуации отраженного сигнала; соотношением геометрических размеров цели с протяженностью сигнала в пространстве и с разрешающей способностью РЛС по дальности; соотношением геометрических размеров цели с высотой и длиной морских волн; временем пребывания цели в элементе разрешения РЛС. ЭПР морских целей изменяются в широких пределах от класса к классу целей.

В радиолокационных задачах распознавания и классификации целей переходят к более полной характеристике цели — ее радиолокационному портрету, но это имеет смысл делать, когда цель можно считать протяженным объектом.

Большинство реальных целей из-за сложной формы является совокупностью блестящих и резонансных элементов вместе с шероховатыми участками, имеющими диффузное рассеяние. Поэтому диаграмма обратного рассеяния имеет сложный изрезанный многолепестковый характер, причем число лепестков и провалов между ними, как и ширина лепестков, зависит от отношения наибольшего размера цели к длине волны облучающего сигнала.

Рассмотрим модель сигнала, отраженного от протяженных морских объектов. Для наземных объектов модель сигнала будет точно такой же с той лишь разницей, что ЭПР и портреты наземных объектов будут несколько отличаться.

### 3.1.2. Обобщенная математическая модель сигнала, отраженного от протяженных целей

Для моделирования морской цели применим модель локальных источников. Во-первых, данная модель позволяет с высокой достоверностью промоделировать поле, отраженное от морской цели. Во-вторых, эта модель позволяет после вторичной обработки отраженного сигнала провести классификацию морской цели, основываясь на локальном характере отражения падающих электромагнитных волн. И в-третьих, модель позволяет найти и исследовать признаки, по которым можно было бы отличить ложную помеху, например, буксируемую ложную цель или ОДО, от морской цели.

Таким образом, в данной модели морская цель представляется в виде матрицы  $m \times n$ , в ячейках которой записаны ЭПР конкретного facetsа цели. Пример цели представлен на рис. 3.1.1. Данная модель была получена Е. А. Штагером [10] в ходе эксперимента на масштабных моделях реальных судов.

Ниже приведены радиолокационные признаки фрегата (пояснения к рис. 3.1.1):

радиолокационная длина, м.....	220
радиолокационная ширина, м .....	32
радиолокационный вес, м·м.....	3700
инвариантные моменты:	
первый.....	3900
второй.....	3800
третий.....	140
четвертый.....	110
пятый.....	94
шестой.....	260
седьмой .....	–290

В клетках на рис. 3.1.1 указана удельная ЭПР ярких точек корабля в децибелах.

Моделирование сигнала, отраженного от морской цели, производится в низкочастотной области. Этот сигнал получается на выходе смесителя опорного сигнала и сигнала, отраженного от цели, после низкочастотного фильтра.

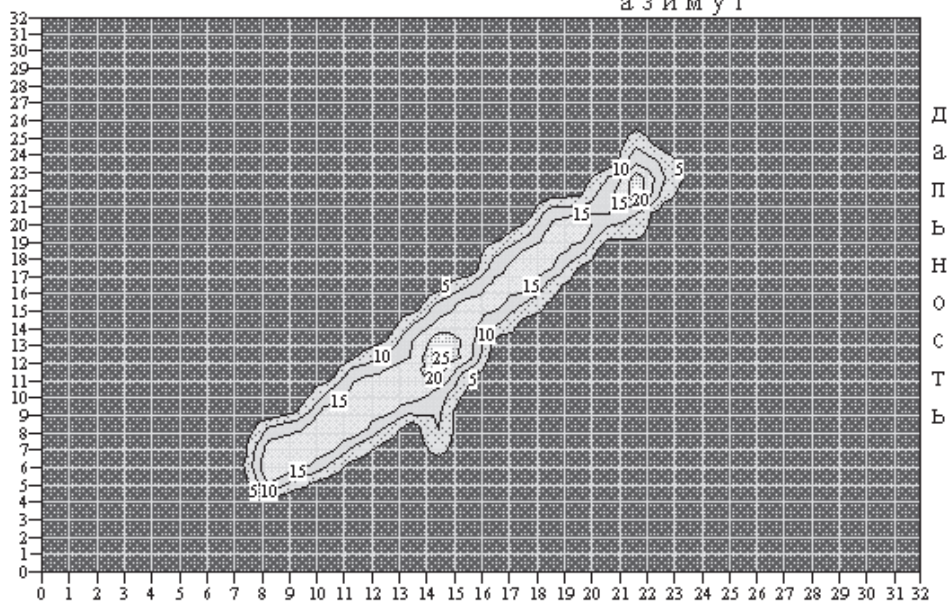
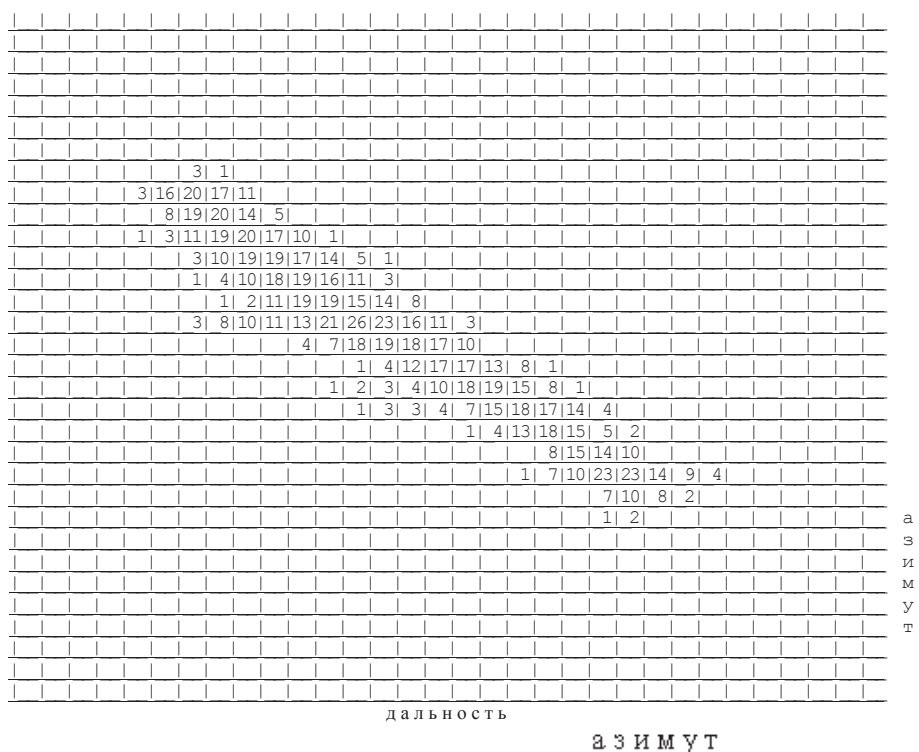


Рис. 3.1.1. Радиолокационный портрет корабля среднего класса (курсовой угол  $45^\circ$ , угол места  $5^\circ$ , длина волны поля 5 см, волнение 2–3 балла, разрешение  $6 \times 6$  м, нос слева)

Обобщенная математическая модель сигнала, отраженного от протяженных целей в режиме сканирования реальным лучом

Рассмотрим механизм формирования сигнала биений ЛЧМ радиолокатора для протяженной цели в режиме сканирования реальным лучом.

Излученный ЛЧМ сигнал описывается следующим уравнением:

$$U(t) = \sin(\omega t + \Delta\omega t^2). \quad (3.1.1)$$

Отраженный сигнал на входе приёмника имеет затухание в силу распространения сигнала до цели и обратно, доплеровский сдвиг частоты и задержку по времени

$$U(t)_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^N U_{\Sigma} \sin((\omega + \omega_{\text{доп}_i})(t - \tau_i) + \Delta\omega(t - \tau_i)^2 + \varphi_i), \quad (3.1.2)$$

где  $\omega$  — циклическая частота;  $\omega_{\text{доп}}$  — доплеровский сдвиг частоты;  $\tau$  — задержка распространения волны;  $\Delta\omega$  — девиация частоты;  $\varphi$  — некоторый фазовый сдвиг.

Сигнал биений образуется в результате перемножения двух сигналов: опорного и принятого, записываемых по формулам (3.1.1)–(3.1.2) соответственно. В смесителе они перемножаются и фильтруются. На выходе фильтра образуется сигнал, формула которого

$$U(t)_{\Phi} = \sum_{i=1}^N U_{\Sigma} \sin(2\Delta\omega t \tau_i - \omega_{\text{доп}} t + \omega \tau_i + \omega_{\text{доп}} \tau_i - \Delta\omega \tau_i^2 - \varphi_i), \quad (3.1.3)$$

где

$$U_{\Sigma} = \sqrt{\frac{P G_0 A_{\text{эф}}}{16\pi^2 R_i^4} G(\theta)^4 \sigma_{\text{эф}_i} 2R_{\text{пр}}}. \quad (3.1.4)$$

Здесь  $P$  — мощность излучаемого сигнала;  $G_0$  — коэффициент усиления антенны;  $A_{\text{эф}}$  — эффективная площадь антенны;  $R_i$  — расстояние до  $i$ -го фацета;  $G(\theta)$  — диаграмма направленности антенны;  $\theta$  — угол в азимутальной плоскости;  $\sigma_{\text{эф}_i}$  — эффективная поверхность рассеяния  $i$ -го фацета;  $k, p$  — параметры аппроксимации ДНА, влияющие на ее ширину и уровень боковых лепестков.

Диаграмма направленности является осесимметричной и записывается

$$G(\theta) = \left| \left( \frac{\sin(k(\theta - \theta_0))}{k(\theta - \theta_0)} \right)^p + \left( \frac{\sin(k(\theta + \theta_0))}{k(\theta + \theta_0)} \right)^p \right|. \quad (3.1.5)$$

При движении цели либо носителя радиолокационной системы возникает доплеровское смещение частоты. Этот эффект учитывается в соответствии со следующей формулой:

$$\omega_{\text{доп}} = \frac{2V}{\lambda} \cos(\theta), \quad (3.1.6)$$

где  $V$  — скорость сближения цели и носителя РЛС;  $\lambda$  — длина электромагнитной волны РЛС.

На основании вышеприведенных соотношений (3.1.1)–(3.1.6) реализована программа моделирования сигнала, отраженного от протяженной цели, позволяющая имитировать сигналы от различных целей при разных ракурсах.

Схема алгоритма моделирования сигнала, отраженного от протяженной надводной цели, представлена на рис. 3.1.2.

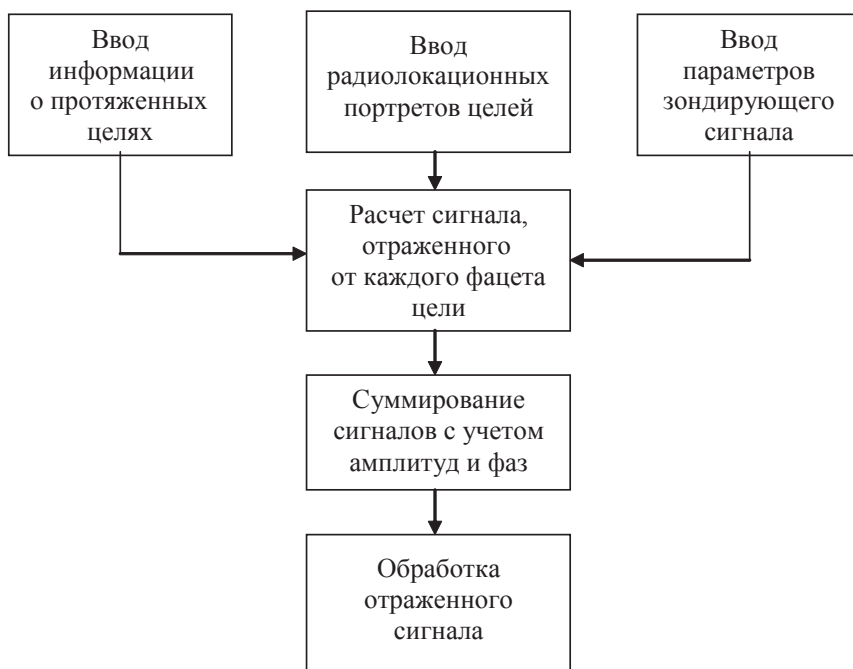


Рис. 3.1.2. Схема алгоритма моделирования сигнала, отраженного от протяженной цели



Результаты моделирования по вышеприведенным выражениям представлены на рис. 3.1.3 и рис. 3.1.4 при различной разрешающей способности радиолокатора по дальности.

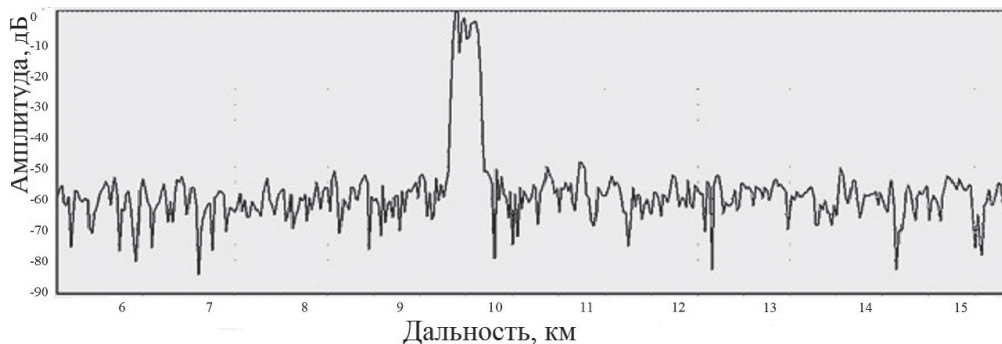


Рис. 3.1.3. Пространственный спектр сигнала, отраженного от цели (расстояние до цели 7 км, разрешение 25 м)

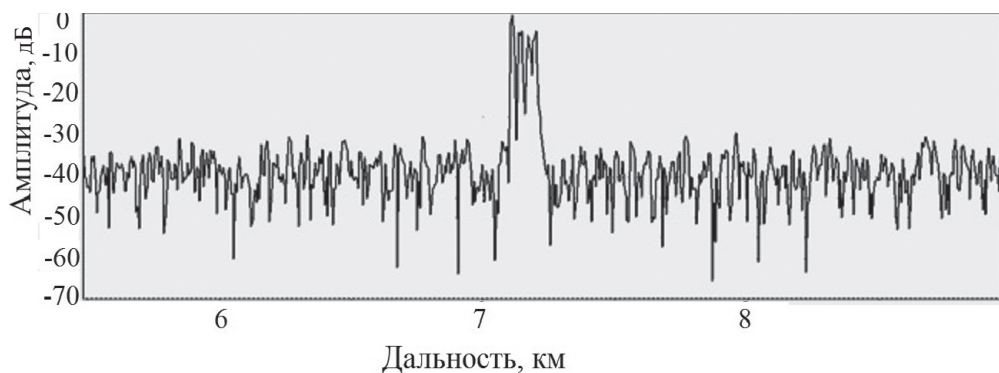


Рис. 3.1.4. Пространственный спектр сигнала, отраженного от цели (расстояние до цели 7 км, разрешение 5 м)

Представленный на рис. 3.1.1 радиолокационный портрет, для которого подсчитаны спектры, состоит из трех (четырех) областей. Эти области, выделенные жирной линией, и являются локальными источниками цели. Как видно из рис. 3.1.3, цель имеет изрезанный характер. В спектре отраженного сигнала наблюдается три максимума (по уровню  $-5$  дБ), что соответствует трем областям локального отражения на радиолокационном портрете рис. 3.1.1.

При разрешении в 5 метров (рис. 3.1.4) спектр имеет естественно большую протяженность. Помимо этого, вместо трех областей локального отражения появляется еще и четвертая.

На характер сигнала, отраженного целью, влияют интерференция, обусловленная наличием морской поверхности; замирания, возникающие вследствие влияния тропосферного канала на распространение радиоволн.

Обобщенная математическая модель сигнала, отраженного от протяженных целей в режиме РСА

Механизм формирования сигнала биений ЛЧМ радиолокатора для протяженной цели в режиме РСА точно такой же, как по формулам (3.1.1)–(3.1.6). Разница лишь в том, что в режиме работы реальным лучом на вход АЦП для дальнейшего анализа подается непосредственно сигнал биений, а в режиме РСА сигнал биений дополнительно перед подачей на АЦП подвергается сжатию в согласованном фильтре.

Рассмотрим процедуру сжатия ЛЧМ сигнала более подробно.

Сигнал  $U(t)$  на входе согласованного фильтра после преобразования частоты можно записать следующим образом:

$$U_{\text{вх}}(t - \tau) = \sum_i U_i e^{j\left(\omega_{\text{доп}}(t - (\tau_3 + \tau)) + \frac{1}{2}\mu(t - (\tau_3 + \tau))^2\right)}. \quad (3.1.7)$$

Согласованный фильтр должен иметь импульсную характеристику  $h(t)$ , обратную сигналу на входе приемника, т. е.

$$h(\tau) = \sqrt{\frac{2\mu}{\pi}} e^{-j\left(\frac{1}{2}\mu\tau^2\right)}. \quad (3.1.8)$$

В таком случае сигнал на выходе согласованного фильтра можно записать в виде

$$g(t) = \int_0^{\tau_u} h(\tau) U(t - \tau) d\tau \quad (3.1.9)$$

или, подставив выражение (3.1.7) и (3.1.8) в формулу (3.1.9), получим

$$U_{\text{вых}}(t) = \sqrt{\frac{2\mu}{\pi}} e^{-j\left(\omega_{\text{доп}}(t - \tau_3) + \frac{1}{2}\mu(t - \tau_3)^2\right)} \frac{\sin\left(\left(\mu(t - \tau_3) + \omega_{\text{доп}}\right)\tau_i\right)}{\mu(t - \tau_3) + \omega_{\text{доп}}}, \quad (3.1.10)$$

где  $t$  — текущее время;  $\mu$  — скорость изменения частоты;  $\tau_3$  — задержка распространения волны;  $\omega_{\text{доп}}$  — доплеровский сдвиг частоты;  $\tau_i$  — длительность импульса.

На рис. 3.1.5 и рис. 3.1.6 представлены результаты моделирования по вышеприведенным формулам отраженных сигналов трех точечных целей в режиме РСА на входе и выходе согласованного фильтра.

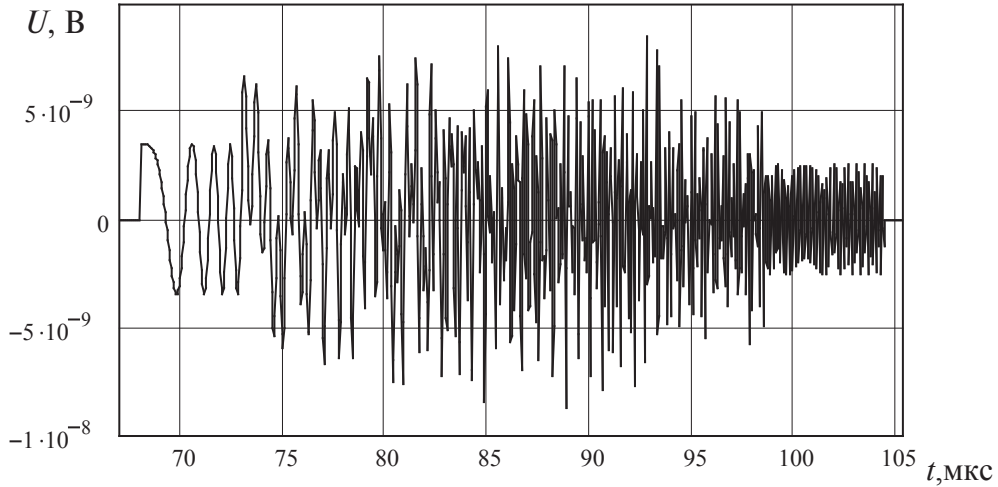


Рис. 3.1.5. Сигнал на входе согласованного фильтра

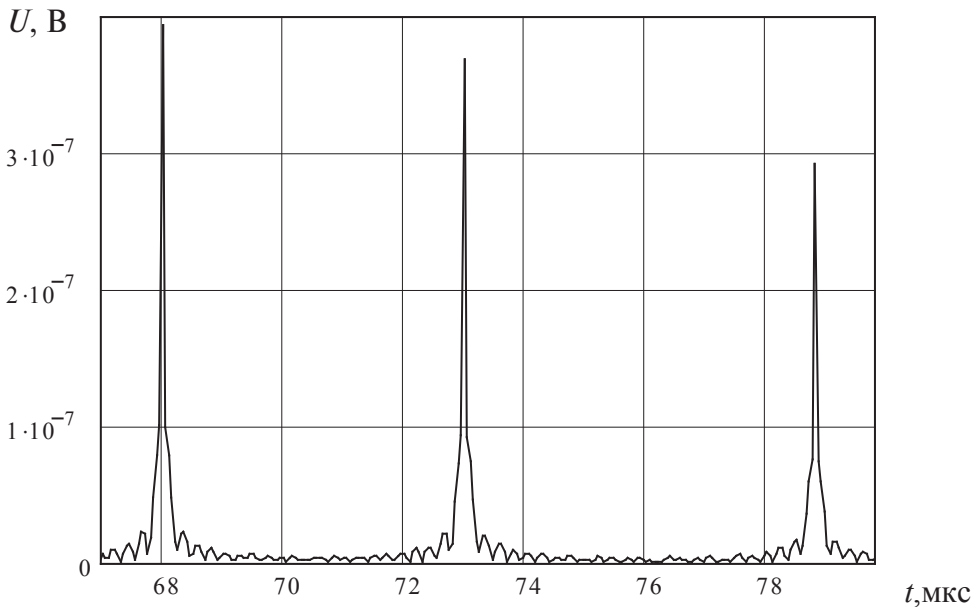


Рис. 3.1.6. Сигнал на выходе согласованного фильтра

Благодаря сжатию отраженных сигналов в согласованном фильтре (рис. 3.1.5, 3.1.6) увеличен почти на два порядка потенциал бортовой РЛС, а также улучшена разрешающая способность по дальности.

### 3.1.3. Методы моделирования тропосферного канала распространения электромагнитных волн

Задача об описании поля радиоволн УКВ-диапазона в тропосфере при сверхрефракции (т. е. при наличии приповерхностного волновода) рассматривалась во многих работах, из которых основополагающей является монография В. А. Фока [41]. Геометрическая картина, получающаяся при этом, представлена на рис. 3.1.7, на котором указаны все переменные величины, связанные с рассматриваемым явлением.

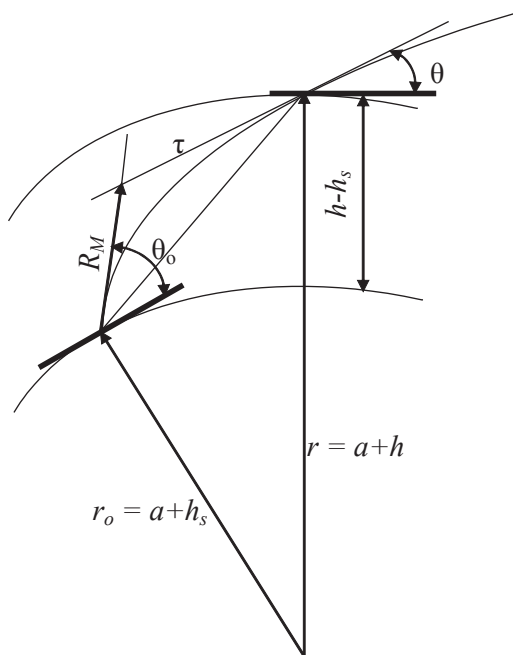


Рис. 3.1.7. Геометрические соотношения при расчете рефракции радиоволн

Полная величина угловой рефракции луча между двумя точками обозначена буквой  $\tau$  и обычно называется искривлением луча. Коэффициент преломления земной атмосферы вблизи поверхности Земли

всегда несколько превышает единицу (приблизительно равен 1,0003) и по мере увеличения высоты постепенно уменьшается, приближаясь к единице. Таким образом, траектория луча обычно оказывается вогнутой вниз (рис. 3.1.7). В связи с этим искривление луча по направлению к земной поверхности обычно считается положительным.

Классический метод учета влияния атмосферной рефракции радиоволн базируется на представлении об эффективном радиусе Земли  $a_e = a k$ , где  $a$  — истинный радиус Земли;  $k$  — коэффициент, характеризующий относительное его изменение, обусловленное рефракцией. Этот метод разработан Шеллингом, Берроузом и Феррелем, которые предложили считать размер земного шара больше истинного на соответствующую величину, вследствие чего кривизна радиолуча может как бы «поглощаться» кривизной такой «эффективной Земли», а относительная кривизна радиолуча и Земли остается той же. Таким образом, искривленные траектории радиолучей оказываются прямолинейными по отношению к «эффективной Земле». Этот метод учета атмосферной рефракции позволяет сильно упростить решение множества практических задач распространения радиоволн, хотя вводимое при этом вертикальное распределение коэффициента преломления не вполне верно отображает действительную структуру среднего распределения коэффициента преломления в атмосфере.

Рассмотрим характер вертикального распределения коэффициента преломления, соответствующий модели, основанной на концепции эффективного радиуса Земли, а также отличия принятой модели от фактически наблюдаемой структуры распределения коэффициента преломления.

Если кривизна поверхности эффективной Земли определяется как

$$\frac{1}{a_e} = \frac{1}{a} - \frac{1}{\rho},$$

то

$$a_e = k a \frac{1}{1/a - 1/\rho}$$

и

$$k = \frac{1}{1 - (a/n)(dn/dh)\cos\theta}.$$

Для малых углов места  $\theta$ , обычно используемых при тропосферном распространении радиоволн,  $\cos(\theta)$  можно принять равным единице. Далее, полагая, что  $dn/dh = -1/4a$  и  $n = 1$ , получаем общепринятое значение  $k = 4/3$ , т. е. эффективный радиус Земли равен  $4/3$  его действительного значения.

Принимая, что вертикальный градиент коэффициента преломления — величина постоянная и не зависит от высоты, приходим к линейной модели вертикального распределения  $N$ . Для этой модели искривление луча

$$\tau_{1,2} = \int_{n_1}^{n_2} \text{ctg}\theta dn = \int_{h_1}^{h_2} \frac{\text{ctg}\theta}{4a} dh, \quad (3.1.11)$$

т. к.  $N = N_0 - (h/4a) \cdot 10^6$  и  $dn = dN \cdot 10^{-6} = -dh/4a$ .

Далее, для случая  $h_1 = h_0 = 0$  и  $0 < \theta_0 < 10^\circ$ , где  $\theta_0$  — начальный угол места луча, формулу (3.1.11) можно с некоторым приближением привести к виду

$$\tau_{1,2} = - \int_0^h \frac{dh}{4a\theta}.$$

Угол  $\theta$  можно определить из соотношения (при  $\theta_0 = 0$ )

$$\theta_h = \sqrt{\theta_0^2 + 2(N - N_0) + (2/a)(h - h_0) \cdot 10^6} = \sqrt{\theta_0^2 + 3h/2a}. \quad (3.1.12)$$

Для случая, когда  $\theta_0 = 0$ , формула (3.1.11) приобретает вид

$$\tau_{0,h} = \frac{1}{2\sqrt{6a}} \int_0^h \frac{dh}{\sqrt{h}} = \frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{h}{a}} = \frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{h}{a}}. \quad (3.1.13)$$

Теперь, используя геометрические соотношения, имеем

$$\tau_{0,h} = d_{0,h}/a + (\theta_0 - \theta_h)$$

и при  $\theta_0 = 0$

$$d_{0,h} = a(\tau_{0,h} + \theta_h).$$

Подставляя сюда значения  $\theta_h$  и  $\tau_{0,h}$  из выражений (3.1.12) и (3.1.13) для дальности прямой видимости, получаем

$$d_{0,h} = \sqrt{2h(4/3)a},$$

или в более обычной форме

$$d_{0,h} = \sqrt{2k a h}.$$

Если радиус Земли  $a$  выразить в километрах, а высоту антенны в метрах, то получится хорошо известная формула  $d_{0,h} = 4,11\sqrt{h}$ . Если нижний предел интегрирования в формуле (3.1.13) будет отличен от нуля, то получим формулу прямой видимости  $d_{0,h} = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$ .

При наличии эффекта тропосферного волновода (влияние сверхрефракции) дальность прямой видимости претерпевает изменения и вычисляется по формуле, м,

$$r_0 = \sqrt{2ak} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (3.1.14)$$

где  $a$  — радиус земной поверхности;  $k$  — отношение эквивалентного радиуса Земли к действительному,

$$k = \frac{a_3}{a}.$$

$$a_3 = \frac{a}{1 + a \frac{dN}{dh} \cdot 10^{-6}}.$$

При нормальной тропосферной рефракции

$$\frac{dN}{dh} = -4 \cdot 10^{-2}.$$

Подставляя это значение, а также численное значение радиуса земного шара в формулы получим, что  $a_3 \approx 8500$  км, а  $k = 4/3$ .

На рис. 3.1.8 показано изменение дальности прямой видимости для различных скоростей рефракции.

При нормальной рефракции  $\frac{dN}{dh} = -4 \cdot 10^{-2}$  дальность прямой видимости составляет порядка 26 км, но реально может достигать 100—200 км.

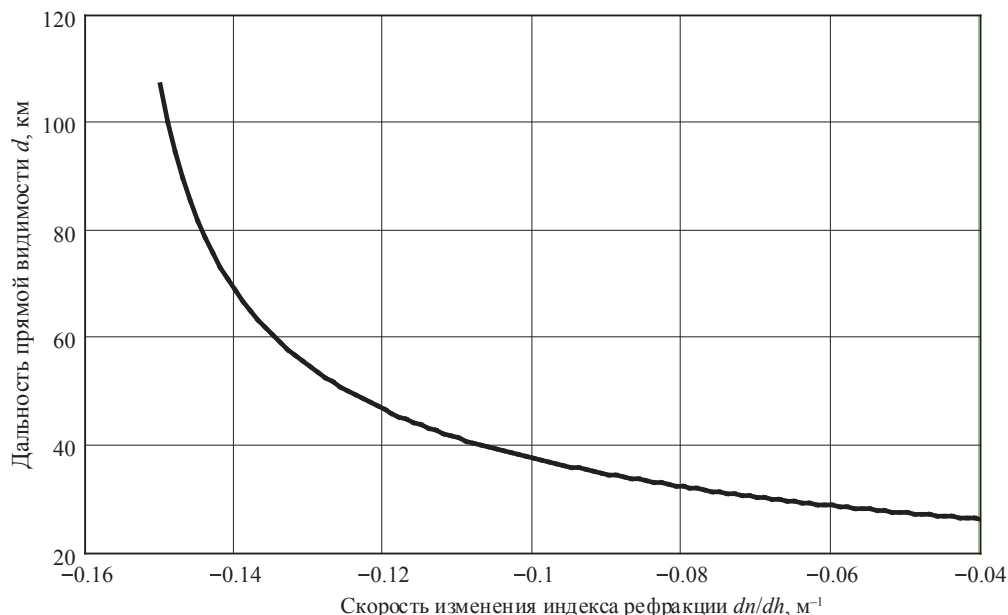


Рис. 3.1.8. Зависимость дальности прямой видимости от скорости изменения индекса рефракции

### 3.2. Математическая модель сигнала помеховых отражений

Одним из наиболее острых вопросов при проектировании и эксплуатации РЛС является ее работа РЛС на фоне мешающих отражений.

Отношение сигнала к шуму определяется интенсивностью отражения от подстилающей поверхности (внутренние шумы РЛС по сравнению с сигналом от подстилающей поверхности при данных условиях малы), в том числе отражения от подрадарной точки и от участков поверхности, влияющих на формирование многолучевого распространения сигнала.

Принимаемый сигнал отражается от объектов на фоне следующих помех:

- фон от подстилающей поверхности, в том числе отражение от неоднородностей на ней;
- отражение от подрадарной точки;
- отражение сигнала, принятого по боковым лепесткам ДНА;



- переотражения от объекта и подстилающей поверхности (многолучевое распространение).

Кроме того, характеристики и параметры принимаемого сигнала, уровень помеховых сигналов, соотношение сигнал—помеха существенно образом зависят от структуры радиолокатора, его параметров и характеристик (ширина ДНА, уровень боковых лепестков антенной системы, скорость движения носителя РЛС, частотный диапазон РЛС и т. д.).

Таким образом, разработка модели помехового радиолокационного сигнала, позволяющего учесть влияние сигнала, отраженного от подстилающей поверхности по основному и боковым лепесткам, многолучевого распространения сигнала, а также сигнала от подрадарной точки является одной из основных задач проектирования той или иной РЛС. Рассмотрим принципы моделирования отраженного сигнала от подстилающей поверхности на примере морской поверхности.

#### Обобщенная математическая модель сигнала, отраженного от морской поверхности

Радиолокационный сигнал, отраженный от взволнованной морской поверхности, в общем случае является случайным сигналом и описывается удельной эффективной площадью рассеяния, основными статистическими характеристиками: законом распределения, спектром флуктуации, корреляционной функцией [15], [16], [41].

Характеристики отраженного сигнала зависят от состояния морской поверхности (ее взволнованности), условий ее облучения, параметров излучаемого сигнала и алгоритмов приема и обработки отраженного сигнала.

Наибольшей изменчивостью отраженный сигнал обладает при наклонном облучении морской поверхности и особенно при малых углах скольжения. Удельная ЭПР морской поверхности заметно уменьшается при уменьшении угла облучения, особенно в области интерференции (при углах облучения меньше критического угла). Величина критического угла зависит от параметров излучаемого сигнала (длина волны, вид поляризации), состояния морской поверхности и составляет величину порядка несколько градусов.

Отражающие свойства морской поверхности при наклонном облучении в основном определяются мелким волнением. При малых углах

скольжения поляризация сигнала также может значительно влиять на характеристики отраженного сигнала.

В рамках феноменологического подхода для моделирования отраженного сигнала морская поверхность разбивается на элементарные площадки — facets (рис. 3.2.1).

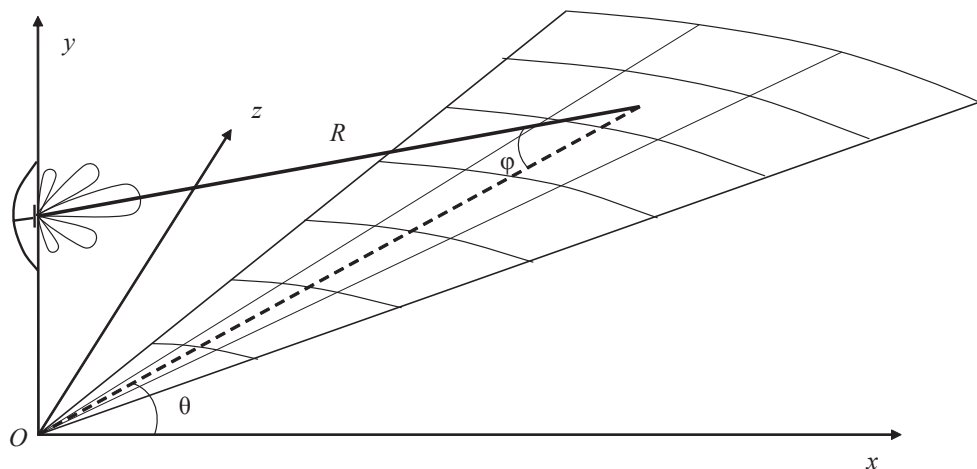


Рис. 3.2.1. Ситуационная модель

Важнейшую роль в вопросе моделирования морской поверхности играет вопрос определения размера и количества facets, поскольку слишком большое число facets при их малом размере приведет к резкому увеличению времени расчета сигнала, а малое их число при больших размерах даст сигнал, неадекватный сложившейся обстановке. В дальнейшем вычисляется сигнал от каждого facets и суммируется с учетом фазы.

Оптимальное число facets по дальности выбирается исходя из разрешающей способности РЛС. Число facets равно числу разрешаемых элементов. По азимуту в режиме обзора разбиение осуществляется на основании скорости сканирования, длительности накапливаемого сигнала и разрешающей способности РЛС. Основная трудность в создании достоверной феноменологической модели заключается в более точном описании свойств единичных facets и их корреляционных связей в пространственной области формирования отраженного сигнала [15], [16]. Наиболее удачные модели могут хорошо согласовываться с экспериментальными данными.

### Расчет УЭПР морской поверхности и отраженного сигнала

Удельная эффективная площадь рассеяния является функцией электрических свойств поверхности, угла падения поля электромагнитного излучения и погодных условий. При феноменологическом подходе выражения для УЭПР принимают простейшие формы, в которые входят некоторые константы, зависящие от типа поверхности, (3.2.1)–(3.2.4). В источнике [38] приводится описание семи аппроксимаций УЭПР для различных типов поверхности. Различие, обусловленное сезонными изменениями и частотой облучения, составляет ( $\pm 5$ ) дБ. Однако это различие может быть учтено при моделировании путем вариации параметров, входящих в аппроксимирующее выражение для УЭПР в диапазоне их изменений,

$$\sigma_{\text{эф}_i} = \sigma_1 + \sigma_2 \left| \dot{M}_{\text{ГГ, ВВ}}(\theta) \right|^2, \quad (3.2.1)$$

где  $\sigma_1$  — УЭПР крупных шероховатостей;  $\sigma_2$  — УЭПР мелких шероховатостей;  $\dot{M}_{\text{ГГ, ВВ}}(\theta)$  — множитель, учитывающий поляризационные свойства падающей электромагнитной волны.

Как видно из формулы (3.2.1), выражение для вычисления УЭПР состоит из двух слагаемых:  $\sigma_1$  — УЭПР крупных шероховатостей и  $\sigma_2$  — УЭПР мелких шероховатостей. Таким образом, модель подстилающей поверхности является двухмасштабной. С одной стороны, она учитывает отражение от неровностей, значительно превышающих по линейным размерам длину волны электромагнитного поля, с другой стороны, она учитывает отражение от мелких неровностей. Выражения для УЭПР крупных и мелких шероховатостей имеют следующий вид:

$$\sigma_1 = \frac{\left| \dot{K}_f(0) \right|}{a_{\text{ш1}}^2} e^{-\frac{\text{tg}^2(\theta)}{a_{\text{ш1}}^2 - (4\pi\sigma_{h2}/\lambda)^2}} \sec^4(\theta), \quad (3.2.2)$$

$$\sigma_2 = 4 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^4 \sigma_{h2}^2 l_{h2}^2 \cos^4(\theta) e^{-\left( \frac{2\pi l_{h2}}{\lambda} \right)^2 \sin^2(\theta)}, \quad (3.2.3)$$

где  $K_f(0)$  — коэффициент зеркального отражения Френеля;  $a_{\text{ш1}}$  — отношение дисперсии к радиусу пространственной корреляции крупных шероховатостей;  $\theta$  — угол падения электромагнитной волны;  $\sigma_{h2}$  — дисперсия высот мелких шероховатостей;  $\lambda$  — длина электромагнитной волны РЛС;  $l_{h2}$  — радиус пространственной корреляции мелких шероховатостей.

При малых углах скольжения в сантиметровом диапазоне длин волн основной вклад вносит второе слагаемое  $\sigma_2$ , описывающее УЭПР мелких шероховатостей. Поляризационные свойства электромагнитных волн учитываются посредством введения множителя  $\dot{M}_{\text{гг}}(\theta)$  для горизонтально поляризованных волн или  $\dot{M}_{\text{вв}}(\theta)$  для вертикально поляризованных волн

$$\dot{M}_{\text{гг}}(\theta) = \frac{\dot{\epsilon}_2 - 1}{\left( \cos(\theta) + \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \sin^2(\theta)} \right)^2}; \quad (3.2.4)$$

$$\dot{M}_{\text{вв}}(\theta) = \frac{(\dot{\epsilon}_2 - 1) \left[ (\dot{\epsilon}_2 - 1) \sin^2(\theta) + \dot{\epsilon}_2 \right]}{\left[ \dot{\epsilon}_2 \cos(\theta) + \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \sin^2(\theta)} \right]^2},$$

где  $\dot{\epsilon}_2$  — диэлектрическая проницаемость морской воды.

Поскольку морская поверхность — это протяженный объект, то формулы для моделирования протяженной цели (3.1.1)–(3.1.10) и морской поверхности совпадают.

В большинстве условий облучения уровень отраженного сигнала с вертикальной поляризацией больше, чем с горизонтальной поляризацией. Однако диапазон флуктуаций, величина выбросов и соответственно ширина спектра отраженного сигнала при горизонтальной поляризации больше, чем при вертикальной поляризации.

На рис. 3.2.2 представлен дальностный спектр отраженного сигнала от морской поверхности. Как видно из рис. 3.2.2, мощный сигнал приходит от подрадарной точки. Также можно наблюдать, что средний уровень сигнала при горизонтальной поляризации излученной волны на 3–4 дБ ниже, чем при вертикальной поляризации.

Для описания флуктуаций отраженного от морской поверхности сигнала часто используют закон распределения Релея. Обоснованием его использования служит центральная предельная теорема теории вероятности, согласно которой сумма большого числа случайных слагаемых имеет тенденцию к нормализации. Поскольку отраженный от моря сигнал формируется как сумма большого числа элементарных сигналов от отдельных элементов отражающей поверхности, то можно предположить, что такой сигнал является случайным процессом с нормальным распределением мгновенных значений.

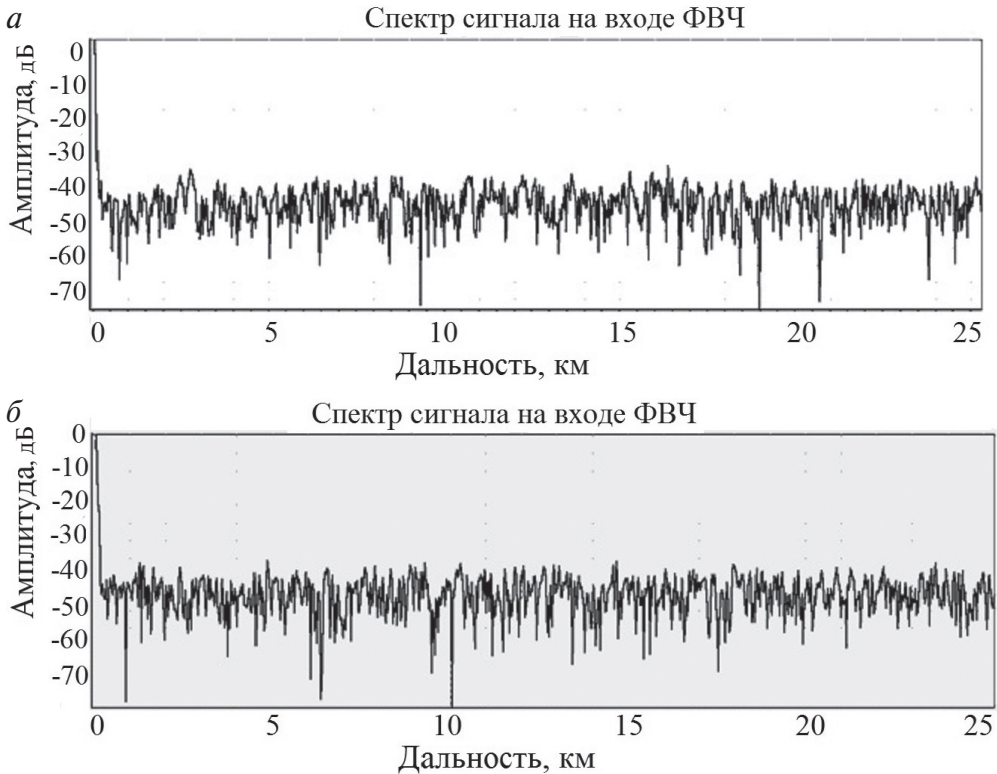


Рис. 3.2.2. Пространственный спектр отраженного сигнала от морской поверхности: *a* — горизонтальная поляризация; *b* — вертикальная поляризация

При этом такой сигнал имеет случайную начальную фазу с равномерным распределением в интервале  $(0-2\pi)$  и амплитуду с распределением Рэлея

$$p(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{a^2}{2\sigma^2} \right\},$$

где параметр  $\sigma^2$  характеризует мощность отраженного сигнала.

Однако экспериментальные исследования [42]–[44] показывают, что динамический диапазон реально наблюдаемых отраженных сигналов оказывается почти всегда шире, чем при рэлеевской модели. Это указывает на то, что реальное распределение амплитуды отраженных сигналов отличается от рэлеевского закона. Отклонения от рэлеевского закона тем значительнее, чем больше волнение моря и выше разрешающая способность РЛС.

Среди нерэлеевских моделей наиболее удобной для компьютерных исследований является логнормальная модель пассивных помех. Она ближе к реальным отраженным сигналам, чем описание огибающей этих сигналов рэлеевским распределением. Это отмечается, например, в работе [45].

Логнормальная модель сигнала, отраженного морской поверхностью, характеризуется законом распределения амплитуды отраженного сигнала

$$p(a) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)} \sigma a} \exp \left\{ -\frac{\ln^2(a/m)}{2\sigma^2} \right\},$$

где параметры  $\sigma^2$  и  $m$  определяют мощность отраженного сигнала и форму распределения  $p(a)$ . При этом параметр  $m$  является медианой случайной величины  $a$ . Ширина спектра флуктуации отраженного сигнала составляет величину порядка 50–100 Гц, и она является наибольшей при горизонтальной поляризации.

Для моделирования задач обнаружения необходимо формировать две модели, предназначенные для исследования задач обнаружения в когерентных и некогерентных РЛС. Различия моделей связаны с тем, что моделирование проводится, как правило, в последетекторном тракте обработки. Для некогерентных РЛС это — тракт обработки после амплитудного детектора, а для когерентных РЛС — после фазового детектора. Рассмотрим алгоритмы формирования таких моделей, основываясь на материалах работы [46].

### 3.3. Алгоритмы формирования РЛИ из сигнала, принятого бортовой РЛС

.....

Процесс формирования РЛИ при сканировании области пространства выглядит следующим образом:

- осуществляется ввод исходных данных — характеристики радиолокационной сцены, характеристики излучаемого сигнала, характеристики бортовой РЛС;
- принятый сигнал в каждом угловом положении подвергается фильтрации шумов, фильтрации сигнала подрадарной области, спектральной обработке посредством БПФ;

- в каждом угловом положении результат обработки записывается в матрицу изображения;
- после заполнения всей матрицы в  $N$ -м угловом положении на выходе получаем РЛИ фоноцелевой обстановки.

На рис. 3.3.1 представлено изображение фрегата в координатах угол — дальность, полученное при помощи программы моделирования по алгоритму, описанному выше на основе радиолокационного портрета Е. А. Штагера [61]. Как видно, изображение фрегата размазано вдоль угловой координаты (азимута). Это искажение обусловлено ДНА РЛС и проявляется в режиме сканирования реальным лучом. Из рис. 3.3.1 видно, что радиолокационный портрет фрегата обладает тремя областями, ярко выраженными локальными источниками, которые как раз на РЛИ фрегата и просматриваются.

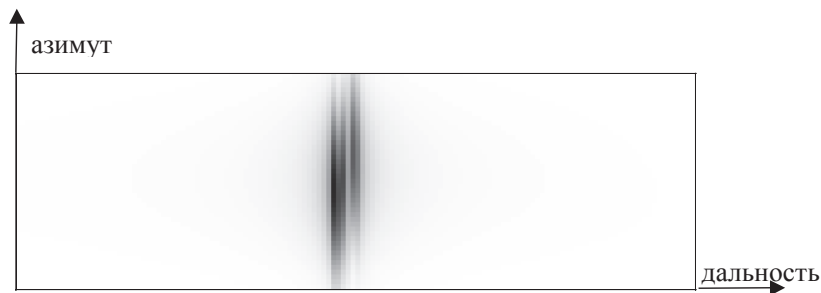


Рис. 3.3.1. Радиолокационное изображение фрегата

На рис. 3.3.2 представлено РЛИ группы из трех близко расположенных кораблей: двух фрегатов и эсминца, находящихся под разными ракурсами.

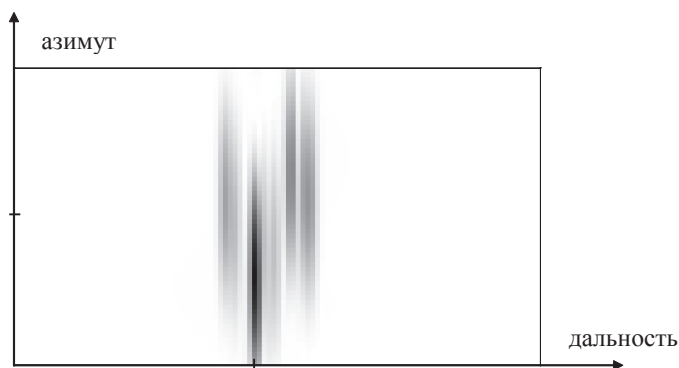


Рис. 3.3.2. РЛИ строя кораблей (три неразрешаемых корабля)

Все три корабля практически не разделяются на РЛИ. Это связано с искажениями, вносимыми аппаратной функцией системы, т. е. ДНА бортовой РЛС. Все полученные РЛИ в дальнейшем подвергаются обработке для повышения разрешения по угловой координате, выделению характерных признаков объектов и впоследствии их распознаванию.



## 4. Математическая модель радиолокационного канала радиовысотомерных систем с ЛЧМ

.....

### 4.1. Фацетная модель подстилающей поверхности

.....

Для получения общего универсального решения при компьютерном моделировании отраженных сигналов радиовысотомерных систем используют разновидности геометрических моделей [53], в которых все отражающие поверхности представляются совокупностью отражателей или плоских площадок — фацетов [9], а сигнал на входе приемной антенны равен сумме сигналов, отраженных от всех видимых, но, как правило, статистически независимых фацетов [54]. Этот принцип позволяет заменить сложные пространственно-электрические характеристики реальных поверхностей на обобщенную характеристику — эффективную поверхность рассеяния (или отражения), заданную для фиксированных поляризации, длины волны и угла облучения, зависящую от типа подстилающей поверхности, — диаграмму обратного рассеяния.

На рис. 4.1.1 приведен вариант геометрии простой дающей адекватные результаты [9], фацетной модели: подстилающая поверхность в области облучаемого пятна представлена в виде набора фацетов — одинаковых плоских квадратных площадок, ЛА располагается на оси  $Y$  на высоте  $H$ , антенна имеет заданную форму ДНА.

Отражение от каждого фацета происходит как от точечного отражателя. При этом каждый фацет кроме своих координат может иметь дополнительные параметры: коэффициент отражения, форму ДОР, сдвиг фазы при отражении, смещение (отклонение) по высоте относительно среднего уровня горизонтальной плоскости  $XOZ$  и углы отклонения нормали фацета (оси ДОР) от вертикали.

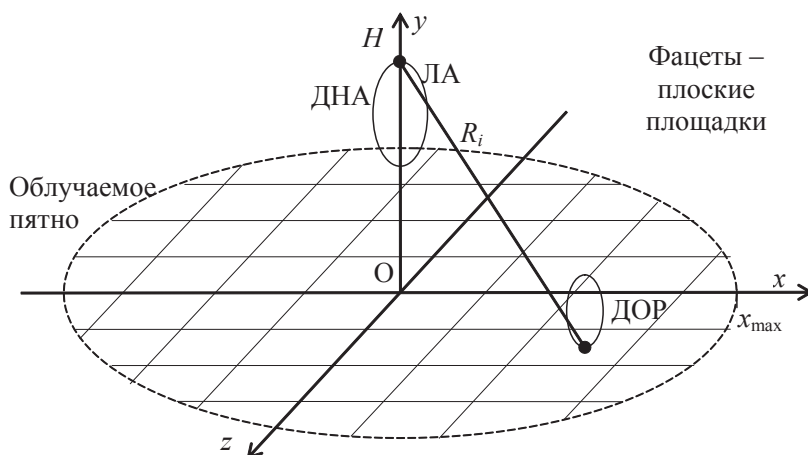


Рис. 4.1.1. Геометрия фацетной модели

Размеры фацетов определяются разрешающей способностью зондирующего сигнала, точностью моделирования, а при необходимости учета фазовых соотношений, например, критерием Рэлея для шероховатых поверхностей [54]. Возможны и другие варианты разбиения подстилающей поверхности на элементарные отражатели, например, фацеты разной величины (площади), треугольной формы и др. В некоторых работах фацетами называются треугольные площадки, удобные для точной аппроксимации любых поверхностей искусственных объектов. Соответствующие модели, использованные для расчета ЭПР корпусов ракет, самолетов, кораблей, дают результаты, хорошо совпадающие с результатами натуральных испытаний [20].

Выбор конкретного способа разбиения и размеров фацетов в общем случае определяется видом информационного параметра сигнала, типом подстилающей поверхности и объектов на (над) ней, выбором системы координат, необходимостью учета угловых эволюций, вычислительной мощностью ЭВМ, удобством реализации алгоритмов в выбранной среде моделирования или программирования.

Например, при расчете и имитации сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, для ЛЧМ РВ можно ограничиться формированием сигнала биений с амплитудным спектром, эквивалентным реальному, т. е. без учета фазовых соотношений отдельных парциальных сигналов [27]. В таком случае общая форма огибающей спектра сигнала биений может быть найдена для каждой частоты суммированием вида

$$S(f) = \sum_{i=1 \dots N, f \approx f_i} P_i, \quad (4.1.1)$$

где  $N$  — общее число facets в пятне облучения;  $f_i$  — положение гармоники по частоте в спектре сигнала биений ( $f_i = \frac{kWR_i}{T_m c} + fd_i$ ). Здесь

$k = 1$  для РВ с несимметричной ЛЧМ,  $k = 2$  для РВ с симметричной ЛЧМ;  $W$  — девиация частоты;  $T_m$  — период модуляции;  $c$  — скорость света;  $fd_i$  — доплеровский сдвиг частоты,  $fd_i = 2V_i/\lambda$ , где  $V_i$  — скорость сближения с facetом;  $\lambda$  — длина волны излучения).

Амплитуда гармоники в спектре сигнала биений  $P_i = \frac{P_z A_i B_i \lambda^2}{(4\pi)^3 R_i^4} S_i$

находится из известной формулы радиолокации [25] для заданных:  $P_z$  — мощность передатчика;  $A_i$  — коэффициент учета усиления приемной и передающей антенн для  $i$ -го facetа;  $B_i$  — коэффициент учета яркости отражения и формы ДОР facetа для текущего угла наблюдения;  $S_i$  — площадь facetа;  $R_i$  — расстояние до facetа.

Алгоритм суммирования (4.1.1) подобен расчету гистограммы, т. к. предварительно необходимо определить дискретные значения частот  $f_i$  (см. далее), но отличается учетом «веса» каждого facetа.

На рис. 4.1.2 приведен пример формирования огибающей спектра  $n$  дискретными гармониками  $S(f)$ , расположенными с шагом, соответствующим разрешающей способности РВ по высоте  $\Delta H$  в диапазоне  $f_{\min} - f_{\max}$ . Диапазон частот спектра может соответствовать параметрам фильтра сигнала биений для «слеящего» РВ или определен для известных  $R_i$  при расчете  $f_i$  в выражении (4.1.1).

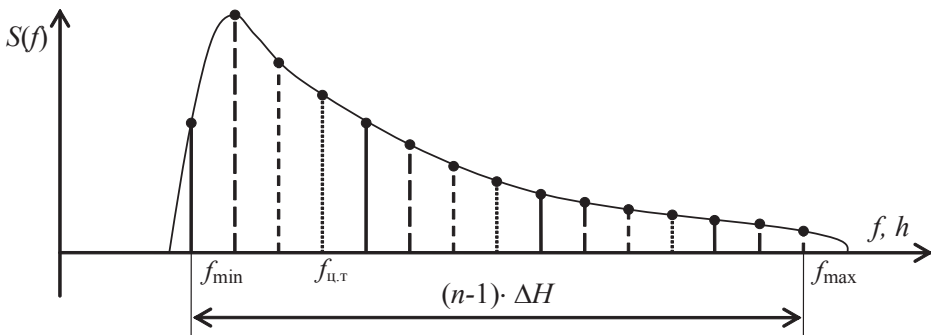


Рис. 4.1.2. Формирование огибающей спектра сигнала биений  $n$  гармониками

В отсутствии движения ЛА наиболее точная оценка высоты соответствует значению  $f_{\min}$  в спектре сигнала биений. В некоторых ЧМ РВ используют «интегральную» оценку высоты по центру тяжести  $f_{ц.т}$  спектра сигнала биений [7], менее подверженную влиянию шумов, оценку наличия скорости и угловых эволюций ЛА.

Наличие крупномасштабного рельефа поверхности в пределах пятна облучения существенно сказывается на характеристиках отраженного сигнала. По сравнению с плоской поверхностью следует ожидать расширения спектра сигнала биений РВ, зависимости уровня сигнала и оценок измеряемой в РВ высоты от рельефа.

## 4.2. Модель формирования радиолокационного канала

При выборе модели отражающей поверхности Земли желательно при максимальной ее простоте получать результаты моделирования достаточно близкими к реальным, в противном случае весь процесс моделирования может оказаться бесполезным.

Многоканальная модель радиолокационного канала РВС, представленная на рис. 4.1.1, является вариантом модели с точечными рассеивателями с однократным отражением (см. рис. 2.3.9 на с. 74) [26], [27]. Между каналами  $K_1(j\omega, t)$ ,  $K_2(j\omega, t)$ , ...,  $K_i(j\omega, t)$  могут существовать взаимные корреляционные связи, которые охватывают как отдельные каналы, так и группы каналов, однако для упрощения этими зависимостями пренебрегают. В таком случае данная модель формирования отраженного сигнала может быть преобразована в модель с линией задержки [26] (рис. 4.2.1).

Коэффициенты  $m_i(t)$  в общем случае должны быть комплексными функциями времени, т. к. необходимо учесть изменяющиеся при движении ЛА коэффициенты отражения и доплеровские сдвиги. При ряде допущений (нет движения, постоянство всех параметров внутри периода модуляции) коэффициенты можно взять постоянными и вещественными, тогда результирующий сигнал на входе приемника РЛС можно представить в виде

$$X(t) = \Sigma A(t - \tau_i) \cdot m_i.$$

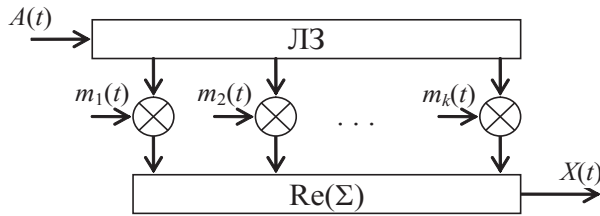


Рис. 4.2.1. Модель формирования отраженного сигнала с линией задержки

Такое представление согласуется с часто используемыми подходами к моделированию отраженных сигналов [26], [27], [35]. Далее, как было описано ранее, в большинстве ЛЧМ РВС производится формирование сигнала биений  $S_6(t)$ , который, в силу его периодичности с периодом  $T$ , можно представить в виде ряда Фурье [36]

$$S_6(t) = \sum a_k \cdot \Phi_k(t), \quad (4.2.1)$$

где  $\Phi_k$  — коэффициенты преобразования Фурье.

Для более удобного представления целесообразно разбить  $m_i(t)$  на отдельные преобразования, выполняющие доплеровские сдвиги  $\{fd_i\}$  и амплитудные умножения  $E_i$ , соответствующие коэффициентам ДОР отражения от поверхности, коэффициентам учета ДНА приемной и передающей антенн, а также учитывающие ослабление сигнала из-за различной дальности распространения сигналов (рис. 4.2.2).

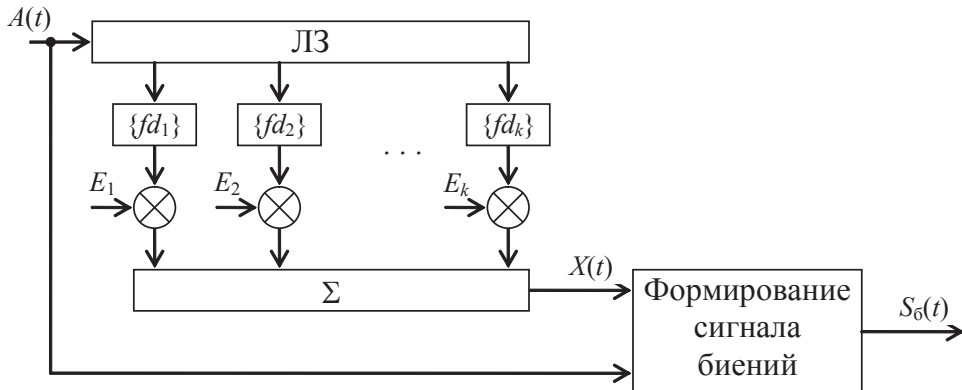


Рис. 4.2.2. Модель с учетом блока формирования сигнала биений

При использовании такой модели эквивалентность характеристик сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, будет соблюде-

на в силу очевидного соответствия этой модели принципам многолучевого распространения радиоволн. В таком случае качество (точность и похожесть) моделирования и формирования отраженного сигнала будет определяться аппаратными и программными возможностями выбранной реализации модели.

Для возможности аппаратной реализации такой модели канала распространения необходимо ограничить число каналов задержки зондирующего сигнала, сохранив достаточную степень функциональности моделирования, которую можно выразить через возможность воспроизведения наблюдаемой зависимости измеряемой высоты от конкретных условий эксперимента

$$H_{\text{изм}} = H_{\text{ист}} + f(\text{скорость, эволюции ЛА, ДНА, ДОР, ...}),$$

т. е. измеренная высота РВС должна зависеть и от истинной высоты, и от ошибок конкретного типа РВС, вызванных в наблюдаемом сочетании условий и параметров траектории ЛА и параметров поверхности: размеров, формы, ориентации и расстояний всех элементарных отражателей относительно антенн источника и приемника излучения, а также от других факторов, которые могут случайным образом изменяться во времени. Имитация всего разнообразия параметров невозможна, поэтому целесообразно выделить только основные существенно влияющие факторы, необходимые для формирования эквивалентного отраженного сигнала для РВС.

#### 4.3. Параметры модели и алгоритм расчета принимаемых сигналов .....

##### 4.3.1. Параметры движения ЛА, влияющие на отраженный сигнал

При выборе имитируемых параметров ЛА можно ограничиться теми параметрами, которые будут оказывать влияние на реальный сигнал РВ с ЛЧМ, поэтому математическая модель по приоритету (практической полезности) должна учитывать:

- высоту ЛА, т. к. она влияет на значение задержек сигналов, задающих положение имитируемых гармоник в спектре сигнала биений;

- вектор скорости ЛА, т. к. его значение и направление оказывают влияние на расширение и смещение спектра сигнала биений;
- углы эволюции ЛА — крен, тангаж, т. к. они влияют на форму спектра сигнала биений;
- форму ДНА РВ. Ее можно считать упрощенно без учета боковых лепестков, т. к. применяемые антенны имеют широкий главный лепесток, а малый уровень боковых лепестков оказывается несуществен даже при эволюциях ЛА до  $(\pm 40)^\circ$ ;
- относительные координаты в наземной системе координат и угол азимута ЛА, т. к. они нужны для учета изменений спектра сигнала биений при полете ЛА над изменяющимся профилем подстилающей поверхности по желаемой траектории.

Вектор скорости ЛА обычно удобнее задавать в виде трех составляющих в связанной системе координат (ось  $x$  совпадает со строительной осью ЛА).

Пример 3d-графика спиральной траектории с условным отображением в каждой точке вектора — направления диаграммы направленности передающей антенны представлен на рис. 4.3.1.

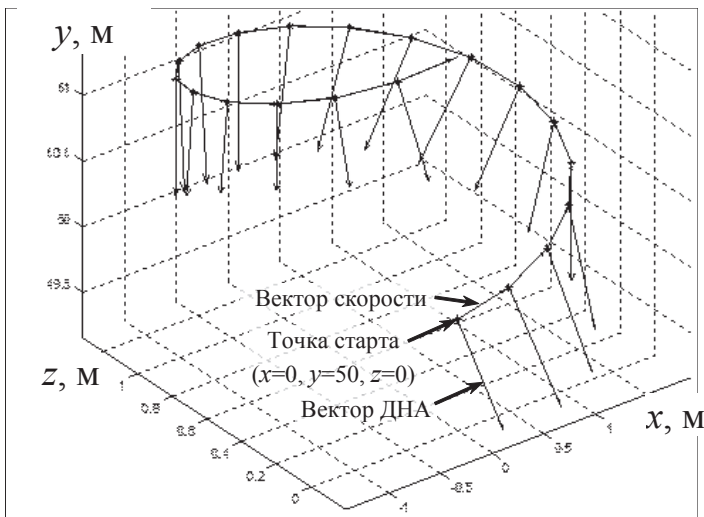


Рис. 4.3.1. Отображение эллиптической траектории и эволюций ЛА

#### 4.3.2. Параметры РВ, влияющие на отраженный сигнал

При выборе имитируемых параметров РВ нужно ограничиться теми параметрами, которые характерны для большинства РВ с ЛЧМ и которые будут оказывать существенное влияние на реальные измерения высоты в РВ. Поэтому математическая модель по приоритету (практической полезности) должна учитывать:

- ширину и форму диаграмм направленности приемной и передающей антенн, т. к. они влияют на форму спектра сигнала биений;
- остаточную высоту РВ, образующуюся в основном при задержках в антенных кабелях, существенно влияющую на отраженный сигнал на малых высотах при наличии переотражений вида излучающая антенна → подстилающая поверхность → корпус ЛА → подстилающая поверхность → приемная антенна;
- разнос приемной и передающей антенн, существенно влияющий на отраженный сигнал на предельно малых высотах, особенно если нужно имитировать мешающие двойное и тройное переотражение;
- стабилизируемую частоту биений и (или) ширину рабочей полосы фильтра сигнала биений для расположения имитируемых гармоник преимущественно в «рабочей» области спектра сигнала биений;
- среднюю частоту СВЧ сигнала или длину волны, т. к. реальные поверхности имеют разные отражающие свойства для разных длин волн, а значит, при качественной реализации модели подстилающей поверхности ширина спектра сигнала биений может зависеть от используемого в РВ диапазона частот.

Разновидность ЛЧМ модуляции сигнала (несимметричная или симметричная) может быть учтена, т. к. получаемые спектры будут различны при различной обработке сигнала биений в РВ.

#### 4.3.3. Параметры подстилающей поверхности

При выборе имитируемых параметров подстилающей поверхности желательно учесть максимальное число параметров, влияющих на выборочный и (или) усредненный спектр сигнала биений РВ, для того



чтобы модель считалась и качественной, и адекватной. В то же время не должно быть избыточных параметров, т. к. процессорное время моделирования не должно быть большим. Поэтому математическая модель по приоритету (практической полезности) должна учитывать:

- достаточную и соответствующую «пятну» облучения площадь подстилающей поверхности, формирующей отраженный сигнал;
- величину неровностей подстилающей поверхности или точно заданный рельеф поверхности;
- достаточное количество элементов, формирующих крупномасштабные неровности в «пятне» облучения;
- форму и ширину ДОР элементов поверхности;
- разнонаправленность ДОР элементов поверхности можно учитывать только при необходимости отработки пролета по траектории для конкретных типов нестационарных поверхностей (морское волнение, наличие плавательной и автотехники, зданий);
- случайные (по типу поверхности: вода, луг, лес, ВПП, город и др.) или точно заданные коэффициенты отражения элементов поверхности для учета рассеивающих свойств поверхности;
- моделирование элементов, формирующих мелкомасштабные неровности, нецелесообразно, т. к. они не оказывают влияние на выборочный и усредненный спектры сигнала биений РВ;
- моделирование эффектов затенения и отражения от растительных и снежных покровов на данном этапе нецелесообразно, т. к. они недостаточно изучены, но при необходимости несложно сделать модель поверхности многослойной с различными параметрами отражающих слоев, с дополнительными статическими или динамическими отражателями;
- моделирование нескольких последовательных отражений от элементов поверхности также нецелесообразно ввиду вычислительной и методической сложности, а уровень таких отражений пренебрежимо мал на всех типах поверхностей, кроме городской застройки.

Рассеивающие свойства поверхности можно задать с помощью удельной (дифференциальной) ЭПР  $\sigma_0$ , которая определяется как отношение мощности, отраженной участком поверхности, к мощности, отраженной участком с единичной площадью,

$$\sigma_0' = \sigma_0 \cos(\vartheta),$$

где  $\vartheta$  — угол между нормалью к поверхности и направлением на приемопередающую антенну.

Для учета случайного характера подстилающей поверхности сигнал, отраженный фацетом при узкополосном зондирующем сигнале (отношение ширины спектра к несущей частоте), полагается случайным процессом, повторяющим по форме зондирующий сигнал, но со случайной амплитудой, распределенной по рэлеевскому закону, и фазой, распределенной по равномерному закону. При этом под  $s_0$  понимается отношение мощностей, усредненное по множеству реализаций подстилающих поверхностей с одинаковыми статистическими характеристиками.

#### 4.3.4. Алгоритм расчета сигнала биений

Исследования механизмов рассеяния радиоволн реальными поверхностями и объектами позволяют сделать вывод о многообразии математических моделей, которые могут быть положены в основу модели имитации отраженных радиолокационных сигналов.

Фацетная модель подстилающей поверхности наиболее универсальна для описания и моделирования случайных и детерминированных нестационарных поверхностей по следующим причинам:

- модель хорошо исследована, основана на геометрической модели распространения—отражения радиоволн, и поэтому показывает адекватные экспериментально подтверждаемые результаты при корректном задании параметров и количества фацетов;
- практически произвольный размер моделируемой поверхности, требуемая вычислительная мощность почти постоянна при учете фацетов лишь в области главного лепестка ДНА;
- величину неровностей подстилающей поверхности можно задать с помощью случайного значения (с нормальным распределением) высоты для каждого фацета либо для каждого фацета можно задать точное значение высоты, формируя этим заданный рельеф водной поверхности или городской застройки;
- для моделирования стационарных поверхностей фацеты можно

сделать независимыми, при этом количество фактически суммируемых сигналов от facets можно регулировать, получая сигналы с разным количеством выделяющихся ярких отражателей;

- коэффициенты отражения от facets могут быть взяты случайными (с распределением Рэлея) или рассчитаны с учетом заданного типа поверхности земли и фактически получаемого среднего размера facets;
- при необходимости модель может учесть форму, ширину ДОР, разнонаправленность ДОР элементов поверхности, несложно добавить мешающие отражения и помехи заданного уровня;
- благодаря высокому быстродействию количество моделирования может быть большим, т. е. можно получать усредненные значения исследуемых характеристик модели и алгоритмов;
- для повышения качества моделирования при заданном рельефе просто увеличивается плотность facets (отражателей) на моделируемой поверхности земли или моря.

Недостатки facetной модели:

- из-за квадратной сетки расположения facets невозможно получить точную гладкую форму спектра при ограниченном количестве facets для типовой упрощенной плоской шероховатой поверхности без ярких отражателей;
- при расчете спектра сигнала биений количество facets, участвующих в расчете области максимума, небольшое относительно количества facets, участвующих в расчете хвоста спектра, т. е. вычислительные затраты непропорциональны и различны для разных областей спектра.

Рассмотрим вариант упрощенного алгоритма расчета сигнала биений при движении ЛА по заданной траектории (рис. 4.3.2). При моделировании выполняется несколько последовательных этапов: ввод исходных данных, подготовка массивов для результатов, выбор (подбор) параметров моделирования, реализация математической модели, вывод и (или) сохранение результатов. Для сокращения вычислений при необходимости получить отсчеты сигнала биений с меньшим интервалом дискретизации может использоваться процедура интерполяции. При расчете сигнала для каждой приемной антенны учитывается, что приемная и передающая антенны имеют разные координаты, могут иметь разные ориентацию и ДНА.

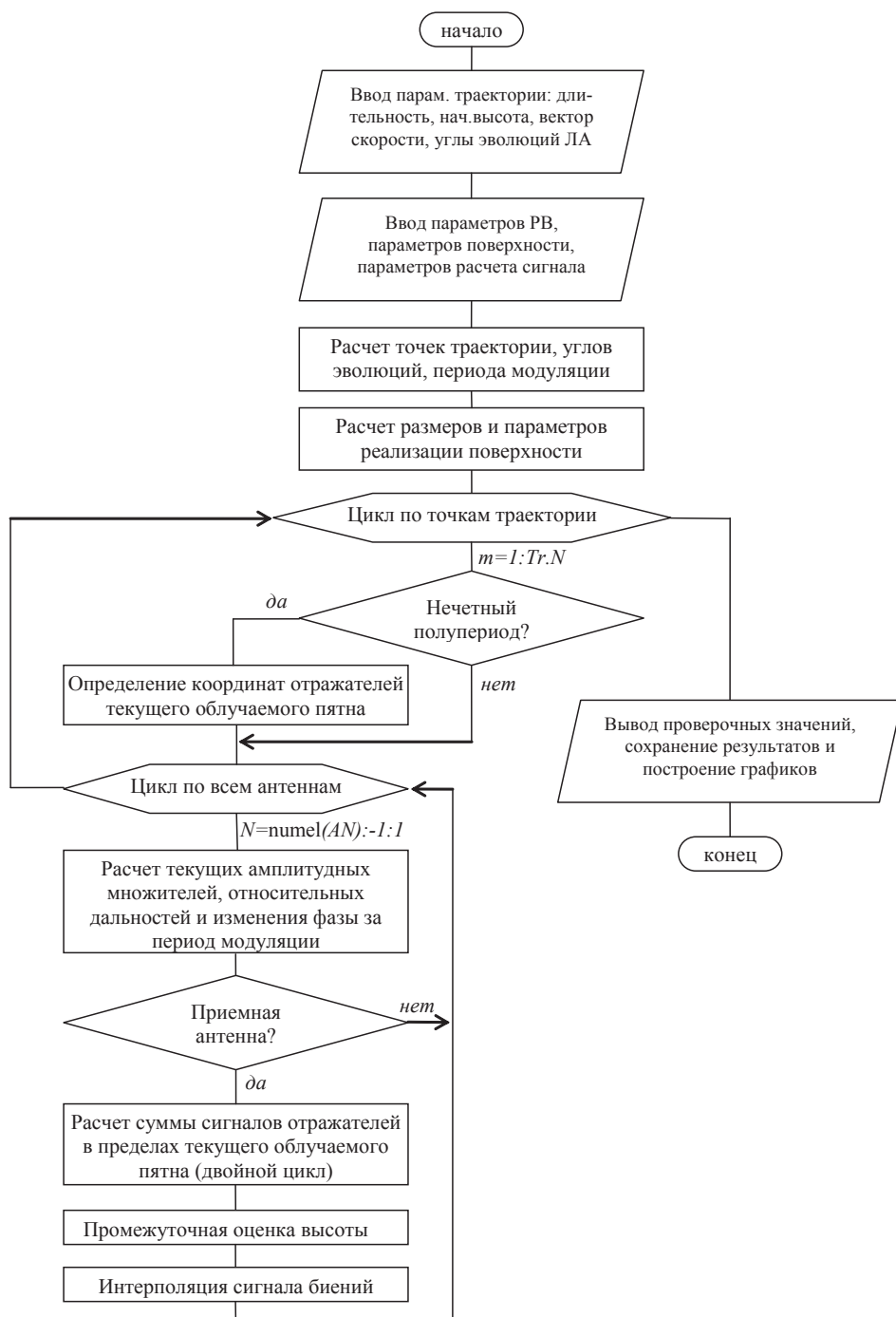


Рис. 4.3.2. Общий алгоритм расчета сигнала биений с учетом траектории ЛА

Основной этап — расчет сигнала биений — выполняется с использованием вложенных циклов: цикла по точкам траектории, цикла по всем антеннам, где для удобства используется обратная последовательность расчета антенн — сначала передающая антенна (для использования этих общих результатов при расчете сигналов биений для каждой приемной антенны), а затем приемные. Расчет суммы сигналов отражателей в пределах текущего облучаемого пятна выполняется в двойном цикле для всех элементарных отражателей по осям  $x$  и  $z$ .

#### 4.4. Особенности формирования эквивалентного спектра сигнала биений

.....

Предложенный метод моделирования по сути может быть назван методом получения эквивалентного спектра сигнала биений РВ, т. к. при усреднении по времени порядка периода модуляции получаемая форма огибающей спектра сигнала биений будет соответствовать экспериментальным огибающим [7].

##### Ширина спектра

Для получения эквивалентных результатов формируемая ширина спектра сигнала биений для выбранного типа поверхности должна соответствовать заданным параметрам облучения поверхности, т. к. дискриминационные характеристики аппаратуры РВС обычно выполняют оценку высоты по всем составляющим спектра сигнала биений, прошедшим ФНЧ. Поэтому измеренная высота, определяемая как центр тяжести спектра, очевидно, зависит от всей ширины спектра и формы огибающей в рабочей области частотных дискриминаторов РВС.

##### Амплитудные соотношения отдельных гармоник и возможности «размазывания» гармоник по частоте

Для получения эквивалентных результатов многофункциональных РВС и РВС, измеряющих высоту по переднему фронту спектра, формируемые амплитудные соотношения отдельных гармоник спектра сигнала биений для выбранного типа поверхности должны соответствовать заданным параметрам облучения поверхности, т. к. при локальной обработке принятого сигнала в современных цифровых РВС

оценки высоты полета и параметров подстилающей поверхности (уровень волнения и др.) могут зависеть от значения максимума огибающей вычисляемого спектра.

#### Скорость динамического изменения спектра

Скорость динамического изменения спектра должна соответствовать интервалу времени обработки сигнала биений и выдачи измеренного значения высоты. Однако известно, что форма огибающей спектра слабо зависит от небольших изменений углов эволюций и скорости ЛА, поэтому частый пересчет формы огибающей спектра может оказаться ненужным, а вычислительные мощности целесообразно перераспределить в пользу количества имитируемых отражателей на подстилающей поверхности.

#### Особенности «зашумления» спектра: зависимости дисперсии гармоник и амплитуды шума от типа подстилающей поверхности

Для проверки точностных характеристик и качества сглаживающих фильтров измеренных параметров для РВС может быть полезно зашумление спектра, которое может симитировать дополнительные мелкомасштабные нестабильности поверхности, вызванные, например, влиянием ветра на водную поверхность и растительность. Экспериментальных и теоретических исследований таких возмущений для РВС ранее не проводилось, т. к. влияние названных факторов очень мало по сравнению с крупномасштабными неровностями и реальной точностью измерения высоты.

#### 4.5. Примеры моделирования для стационарной подстилающей поверхности

.....

Для выбора количества и положения имитируемых гармоник спектра сигнала биений, имитирующих отражение от подстилающей поверхности, создана модель, позволяющая учесть параметры ЛА (высота, скорость и углы эволюции в 3-х мерной системе координат), параметры высотомера (средняя частота биений, остаточная высота, ширина ДНА и ширина рабочей полосы фильтров сигнала биений),

параметры поверхности (для факетной модели количество факетов, величина крупномасштабных неровностей, ширина ДОР). Выбор положения имитируемых гармоник спектра сигнала биений может быть сделан из условия равного шага по частоте в пределах заданной ширины полосы фильтров сигнала биений.

Примеры показаны на рис. 4.5.1–4.5.3: сверху — набор гармоник, соответствующих набору факетов на подстилающей поверхности, внизу — прореженные гармоники, используемые при имитации отражения от подстилающей поверхности (дополнительно в виде отдельных гармоник показано положение центра тяжести спектра и амплитуда гармоник, приходящихся на «хвост» спектра, который далее можно не имитировать, т. к. он будет подавлен фильтрами сигнала биений).

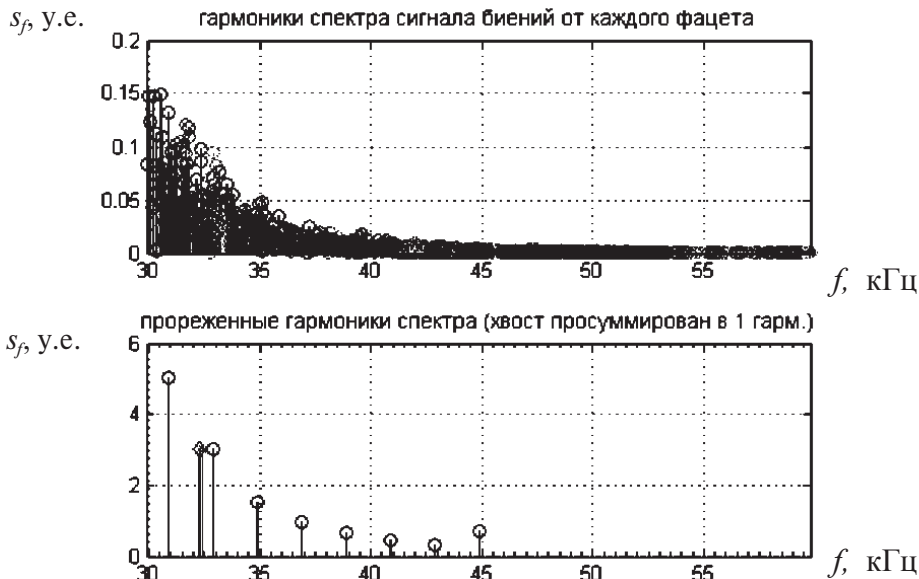


Рис. 4.5.1. Пример выбора положения имитируемых гармоник спектра сигнала биений

Найденные таким образом амплитуды и положения гармоник соответствуют участкам поверхности, содержащим множество факетов, сгруппированных по значениям соответствующей частоты в ожидаемом сигнале биений РВ (участки с равными приращениями частоты сигнала биений). При этом группировка выполняется с учетом высоты и скорости ЛА.

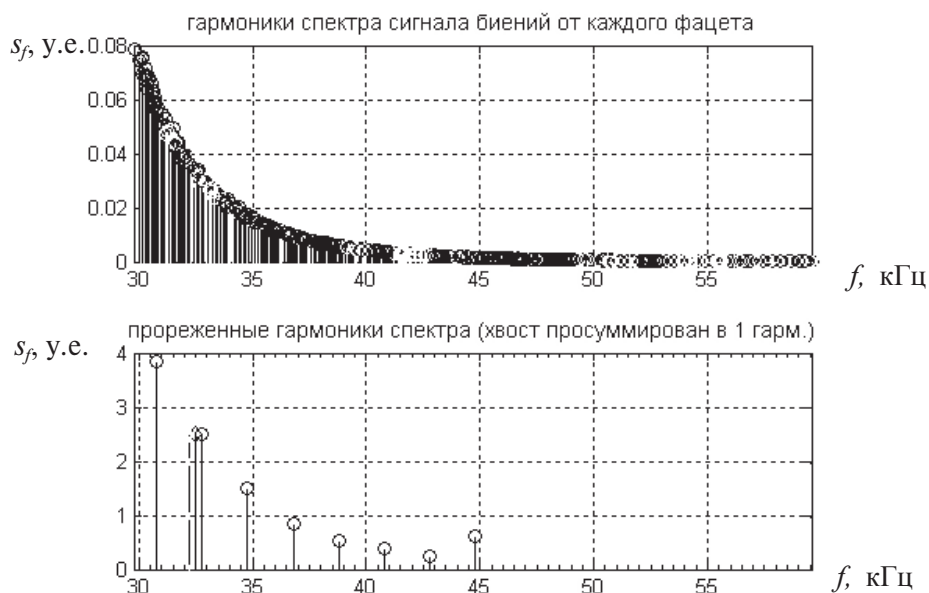


Рис. 4.5.2. Пример графиков расчета амплитуд и положений имитируемых гармоник при равном шаге по частоте

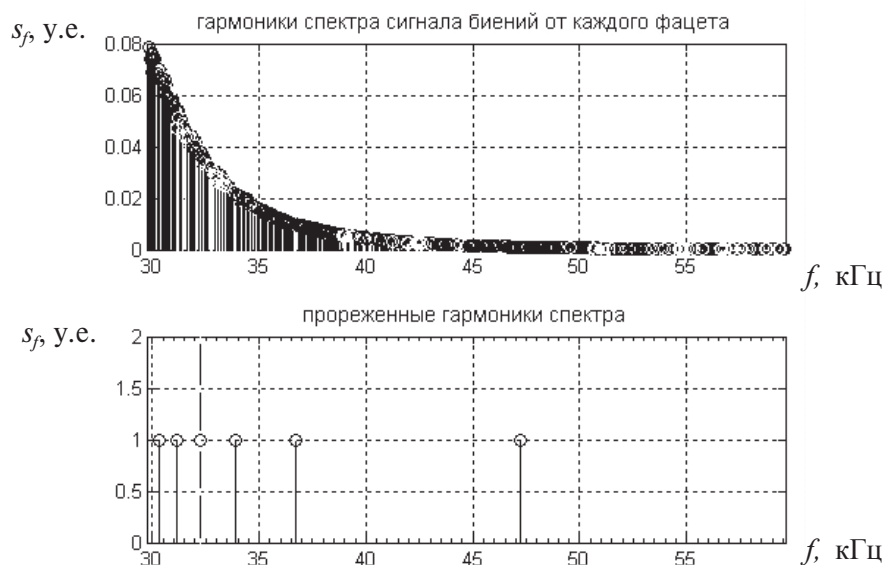


Рис. 4.5.3. Пример графиков расчета положений имитируемых гармоник при равной мощности гармоник



На рис. 4.5.4 показан пример выбора положения имитируемых гармоник для СЛЧМ РВ при условии общей обработки полупериодов: при высокой вертикальной скорости происходит раздвоение спектра, но суммарный центр тяжести спектра практически не смещается.

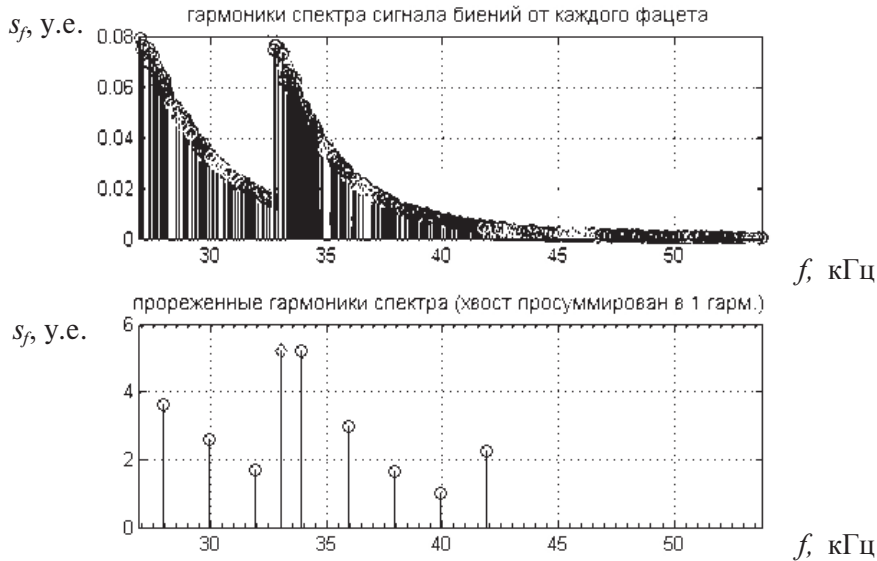


Рис. 4.5.4. Выбор положения имитируемых гармоник при СЛЧМ

На рис. 4.5.5 для модели рис. 4.3.2 приведены спектры сигнала одной антенны для двух полупериодов одного периода модуляции при наличии только вертикальной скорости. Видно, что при наличии вертикальной скорости ЛА передние фронты и положения максимумов спектров нечетных (график 1) и четных (график 2) полупериодов смещаются в противоположные стороны.

Смещение переднего фронта спектра может быть найдено как  $fd = 2V/\lambda$  — сдвиг Доплера для скорости  $V$  и длины волны излучения  $\lambda$ . Разность положений передних фронтов  $2fd = 4V/\lambda$ , т. е. 2,9 кГц и 5,7 кГц для условий  $Vh = 50$  м/с и  $Vh = 100$  м/с. Примерно такие значения смещений имеются на рис. 4.5.5, что является подтверждением корректности учета вертикальной скорости в модели.

При наличии углов эволюций ЛА изменяется форма огибающей спектра: спектр расширяется и становится более пологим, положение максимума спектра становится невыраженным и постепенно смещается вправо, уменьшается и общий уровень сигнала. На рис. 4.5.6 при-

ведены варианты реализаций спектров при наличии угла тангажа  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  без движения ЛА, высота  $H1=100$  м: три графика 1–3 идентичны, т. к. соответствуют спектрам с трех приемных антенн одного ЛА.

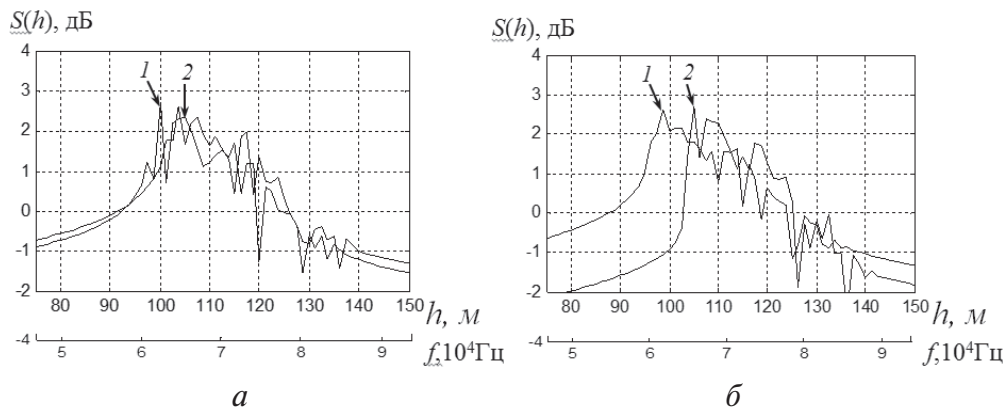


Рис. 4.5.5. Спектры сигналов биений при  $H1=100$  м:

$a - V = Vh = 50$  м/с,  $b - V = Vh = 100$  м/с

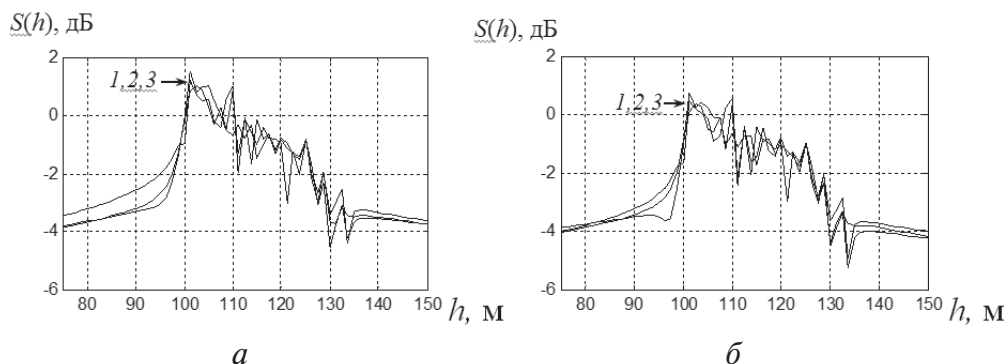


Рис. 4.5.6. Спектры сигналов биений при наличии угла тангажа:

$a - 20^\circ$ ,  $b - 40^\circ$

Характер изменений параметров спектра при изменении исходных данных и параметров соответствует ожидаемому, что является дополнительным косвенным подтверждением корректности модели и ее реализации.

Полученные спектры сигналов биений (рис. 4.5.1–4.5.5) хорошо согласуются с результатами теоретических и экспериментальных исследований [9]. Можно выделить три основных вопроса:

- расширение ширины ДОР и (или) ДНА приводит к расширению спектра и, следовательно, к смещению центра тяжести и увеличению ошибки смещения для всех РВ, работающих по центру тяжести спектра;
- введение положительного или отрицательного угла тангажа (крена) приводит к соответствующему смещению максимума и общему расширению спектра;
- наличие горизонтальной и (или) вертикальной скорости приводит к доплеровским смещениям парциальных составляющих спектров, смещению и расширению итоговых спектров, при больших значениях вертикальной скорости соответствующего знака наблюдается эффект сжатия спектра.

#### 4.6. Примеры моделирования для сложных поверхностей

На рис. 4.6.1 приведен вариант тестовой поверхности «два холма и впадина», полученной масштабированием и смещением функции вида  $y(x, z) = \cos(x)\cos(z)$ . Общий перепад высот 20 м, размер факетов  $1 \times 1$  м. Прямолинейная траектория движения ЛА: вдоль оси  $x$  из точки  $(x_0, y_0, z_0) = (50, 30, 100)$  м в точку  $(550, 30, 100)$  м, т.е. на высоте  $H_{\text{ЛА}}$  от 10 м над вершиной «холма» до 30 м — нижний уровень «впадины»  $y = 0$  м.

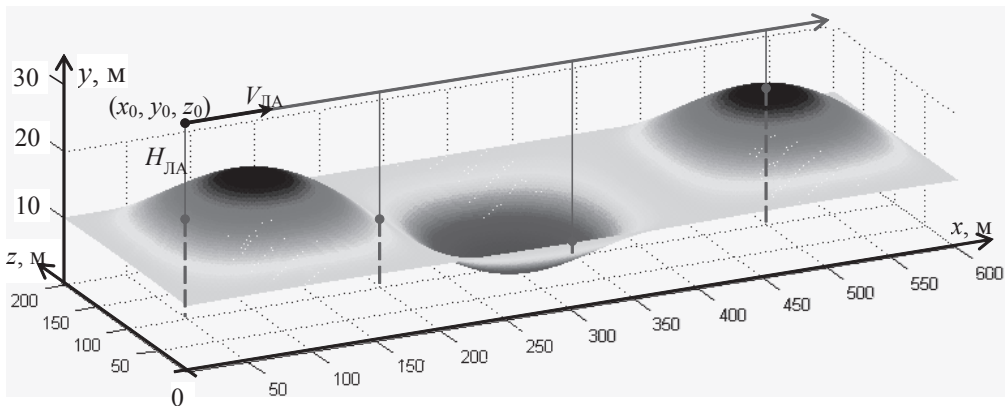


Рис. 4.6.1. Объемный вид рельефа «два холма и впадина»  $200 \times 600$  м

На рис. 4.6.2 приведены соответствующие результаты моделирования движения ЛА со скоростью  $V_{\text{ЛА}} = 10$  м/с. Тестовая поверхность в разрезе вдоль траектории дает сплошную синусоидальную линию 1, высоты точек поверхности 0–20 м. Параметры выбранной здесь поверхности: гладкая, ширина ДОР 50 °С аппроксимацией «по Гауссу». Параметры антенн ЛА: ширина ДНА 60 °С аппроксимацией вида « $\sin(x)/x$ ».

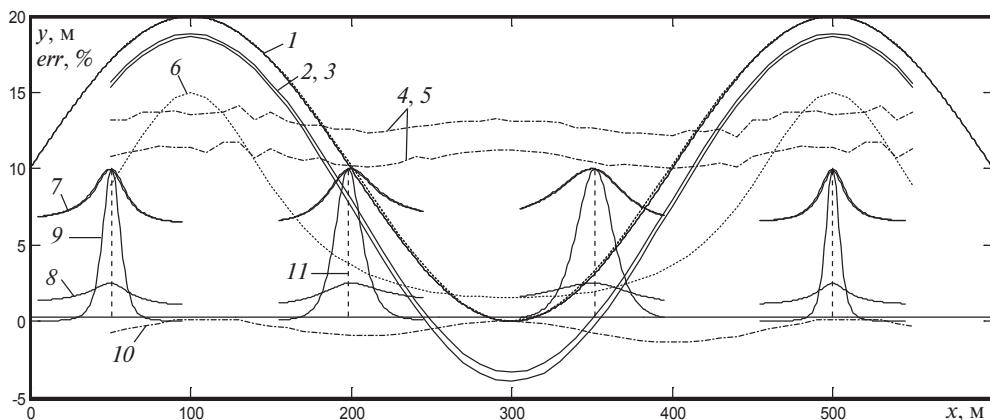


Рис. 4.6.2. Результаты моделирования движения ЛА со скоростью  $V_{\text{ЛА}} = 10$  м/с

На рис. 4.6.2 также показаны графики:

- 2, 3 — оценки измеренной высоты рельефа по центру тяжести  $f_{\text{ц.т}}$  спектра сигнала биений: два варианта с разными уровнями отбрасывания гармоник в «хвостовой» части спектра, соответствующих двум значениям ширины полосового фильтра сигнала биений:  $(f_{\text{max}} - f_{\text{min}}) = (50\% \cdot f_{\text{min}})$  и  $(100\% \cdot f_{\text{min}})$  соответственно;
- 4, 5 — соответствующие ошибки измерения в процентах (одному проценту соответствует 1 м на оси  $y$ );
- 6 — амплитуда принятого сигнала (нормирована к значению 15 по оси  $y$ );
- 7 — нормированные коэффициенты учета ДНА —  $A_i$  — линия-срез для точек по оси  $x$  в области пятна облучения с центром в «исследовательских» точках 50, 200, 350 и 500 м на оси  $x$ ;
- 8 — коэффициенты учета яркости отражения и формы ДОР фацетов —  $B_i$ ;
- 9 — произведение значений графиков 7 и 8 с учетом деления на 4-ю степень дальности до фацетов поверхности в соответствии с выражением для  $P_i$  в формуле (4.1.1);

- 10 — относительная ошибка оценки высоты по переднему фронту  $f_{\min}$  спектра сигнала биений;
- 11 — вертикальные линии.

Оценки рельефа по высоте, получаемой РВ по центру тяжести спектра сигнала биений, (графики 2, 3) достаточно точно повторяют профиль рельефа 1 при отсутствии большой скорости и эволюций ЛА, но смещены вниз относительно истинного рельефа из-за широких ДОР и ДНА. Соответствующие им графики ошибок измерения высоты 4, 5 немного зависят от наличия наклона рельефа в пятне облучения, значения находятся в диапазоне 11–14 %.

График 10 зависит от наличия наклона рельефа при наличии только горизонтальной скорости всегда меньше нуля, т. к. при вертикальном облучении в спектре присутствуют гармоники с доплеровским сдвигом меньше и больше нуля. График 6 лишь примерно повторяет профиль рельефа, т. к. амплитуда принятого сигнала при постоянном значении удельной ЭПР поверхности обратно пропорциональна квадрату средней высоты.

Разная ширина графиков 7–9 объясняется пропорциональной зависимостью ширины от истинной высоты  $H_{\text{ЛА}}$ , в точке 350 м она максимальна  $H \approx 26$  м. На рис. 4.6.2 для графиков 7–9 приведены вспомогательные оси — вертикальные линии 11 при  $x = 50, 200, 350$  и 500 м, соответствующие положению ЛА в «исследовательских» точках. При этом заметная несимметричность графиков коэффициентов 7–8 относительно осей 11 объясняется тем, что со стороны, где поверхность выше (и ближе к ЛА), относительные углы ДНА и ДОР в направлении «ЛА — фацет» больше, что соответствует меньшим значениям коэффициентов.

Для имитации поверхностей с мелкомасштабными неровностями можно для всех или части фацетов ввести дополнительное смещение по высоте. Согласно данным [54] и обобщению экспериментальных данных такие отклонения могут быть случайными с равномерным законом распределения, а амплитуда отклонений будет зависеть от типа поверхности. Очевидно, что при большом числе фацетов (более 100) с небольшими случайными отклонениями по высоте существенного изменения формы спектра сигнала биений и характера флуктуаций отдельных гармоник не произойдет, но изменится положение  $f_{\min}$  и ширина переднего фронта спектра.

Для имитации поверхностей с крупномасштабными неровностями необходимо воспроизведение не флуктуаций спектра, а смещения

целых групп и массивов гармоник (сгруппированных по геометрическому принципу на самой поверхности) по дальности, т. е. по частоте в спектре сигнала биений.

На рис. 4.6.3 приведен пример движения ЛА над описанной выше тестовой поверхностью, но здесь «впадина» затоплена на 5 м водой (полученная поверхность смещена до  $y = 0$  м), оставшиеся поверхности покрыты двумя видами неровностей с разными наборами параметров в зависимости от высоты рельефа, таким образом получаем суперпозицию трех типов поверхностей:

- $y = 0$  м — «вода»: СКО дополнительных неровностей 0,1 м; ширина ДОР  $10^\circ$ ; яркость 1,2;
- $y 0 \dots 11$  м — «земля»: СКО неровностей 0,3 м; ширина ДОР  $50^\circ$ ; яркость 0,25;
- $y > 11$  м — «луг»: СКО дополнительных неровностей 0 м; ширина ДОР  $30^\circ$ ; яркость 0,35.

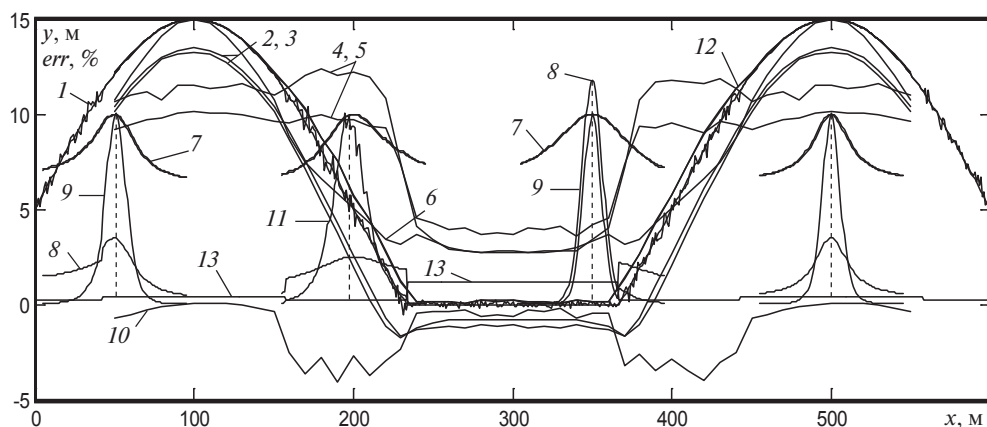


Рис. 4.6.3. Результаты моделирования движения ЛА над рельефом с тремя типами поверхностей

На рис. 4.6.3 показаны те же графики, что и на рис. 4.6.2, и дополнительно:

- 12 — оценка измеренной высоты рельефа по переднему фронту  $f_{\min}$  спектра сигнала биений. График «огibt» мелкомасштабные неровности полученного рельефа (на рис. 4.6.2 он также приведен, но сливается с графиком рельефа 1);
- 13 — график относительной яркости факетов поверхности (в разрезе вдоль траектории аналогично графику 1).

Наличие дополнительных мелкомасштабных неровностей (с нормальным распределением и нулевым средним значением) смещает передний фронт спектра (другой характер графика *10* для области «земли»), но не влияет на положение центра тяжести спектра.

Относительная ошибка смещения центра тяжести спектра уменьшается при движении над «водой», т. к. в рассмотренном сочетании поверхностей «вода» имеет минимальную ширину ДОР. Длительность переходного процесса соответствует протяженности облучаемой площадки (ширине эффективной диаграммы направленности).

При смене типа поверхности происходит плавное изменение ширины спектра, при этом возможно появление эффекта «переколебания» амплитуды сигнала (график *б* на рис. 4.6.3 возле точек 250 и 350 м по оси *x*), возникающего вблизи границы двух поверхностей с более широкой ДОР и с более узкой ДОР, но более «яркими» фацетами. Протяженность «переколебания» амплитуды сигнала зависит также от высоты полета и ширины ДНА.

Таким образом, формирование отраженного сигнала для ЛЧМ РВ с различными принципами измерения высоты целесообразно выполнять с помощью суммирования задержанных, ослабленных и сдвинутых по частоте копий излученного сигнала. Для расчета параметров такого преобразования необходима трехмерная математическая модель канала «РВС — подстилающая поверхность — РВС», учитывающая как принципы измерения высоты и параметры РВ, так и параметры подстилающей поверхности, скорость и эволюции ЛА. За основу такой модели может быть взята фацетная модель подстилающей поверхности, в которой параметры преобразования излученного сигнала в имитируемый находятся как средние параметры по множествам сгруппированных независимых фацетов в плоскости пятна облучения. Группировка выполняется по значениям соответствующей частоты в ожидаемом сигнале биений РВ, а также с учетом общих геометрических параметров ЛА и фацетов. При этом в частотной области разработана математическая модель, позволяющая производить расчет параметров спектра сигнала биений, состоящего из отдельных гармоник и дающего после преобразований в имитируемом и реальном РВ сигнал биений со спектром, аналогичным реальному.

Сигнал биений в пространственно-разнесенных приемных каналах для ЛЧМ РВ с многоэлементной антенной системой целесообразно представить набором отсчетов на рабочих участках периодов модуля-

ции, при этом для формирования сигнала, в том числе с учетом доплеровского сдвига, достаточно выполнять расчет фаз сигналов в точках смены направления изменения частоты модуляции.

В радиовысотомерных системах с оценкой дополнительных параметров движения ЛА и подстилающей поверхности с использованием нескольких приемных антенн для получения адекватных результатов моделирования необходим учет фазовых соотношений отдельных составляющих общего сигнала. Поэтому модель расчета сигнала биений должна строиться с учетом и амплитуд, и фаз парциальных сигналов, отраженных разными отражателями в пределах облучаемого пятна.



## 5. Математическая модель принятого радиолокационного сигнала в радиовысотомерных системах с ИМ

.....

**П**усть задана высотомерная система с импульсной модуляцией (ИМ), установленная на летательном аппарате (ЛА), движущемся со скоростью  $V$ .

Упрощенная структурная схема РВ с ИМ приведена на рис. 1.2.9 со с. 27 и включает в себя передатчик, приемник и измеритель (подробнее см. параграф 1.2).

Параметры РВ:

- длина волны передатчика 3–7 см;
- зондирующий сигнал импульсный 10–500 нс;
- диапазон измеряемых высот 0,3–3 км;
- РВ может измерять высоту, используя информацию по переднему фронту и параметры поверхности по заднему фронту.

В текущей главе приводятся два варианта математической модели сигнала, отраженного от подстилающей поверхности. Разница между моделями в способе разбиения на facets: в первом случае используются facets, сгруппированные по кольцам равной дальности, во втором случае facets равны по угловым размерам. Оба способа имеют преимущества и недостатки.

### 5.1. Математическая модель радиолокационного сигнала импульсного радиовысотомера («Модель 1»)

.....

Геометрия модели представлена на рис. 5.1.1. На высоте  $H$  над подстилающей поверхностью находится летательный аппарат, на котором установлен радиовысотомер. Подстилающая поверхность представ-

ляет собой бесконечно протяженную поверхность некоторой формы с нанесенной на нее координатной сеткой. Математическая модель опирается на понятие facets, принятое в радиотехнике (facets — элементарная площадка разбиения поверхности). В модели используется дискретная модель поверхности, каждая точка которой с целыми координатами является геометрическим центром квадратного facets. В вычислениях участвуют только эти точки. Каждый facets характеризуется:

- собственной ДОР (диаграмма обратного рассеяния), имеющей гауссову аппроксимацию;
- случайным собственным коэффициентом отражения  $K$ , распределенным по закону Рэлея [7], [17], [33];
- собственными флуктуациями высоты  $\sigma$ ;
- фазовым сдвигом сигнала  $\varphi$ , зависящим от дальности до facets;
- $L_x$  и  $L_z$  — размерами facets по осям координат  $x$  и  $z$  соответственно.

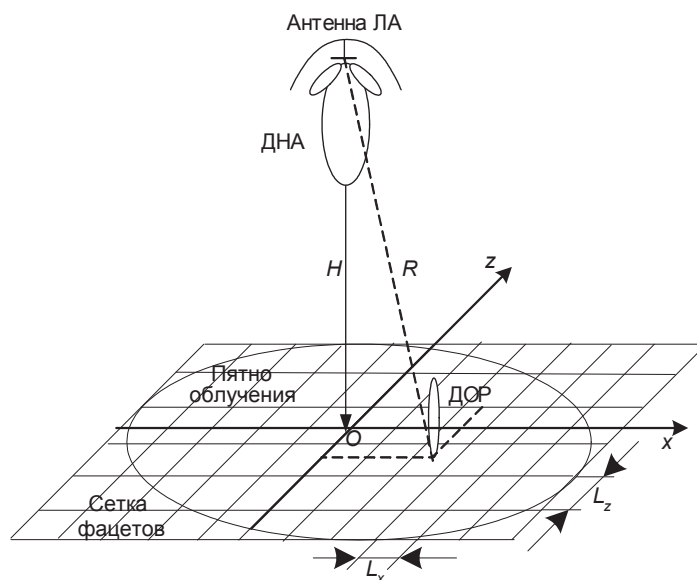


Рис. 5.1.1. Геометрия модели отражения сигнала РВ с ИМ

Известно, что при использовании осесимметричной антенны пятно облучения имеет круглую или эллипсоидную форму. В декартовой системе координат используется прямоугольная форма облучаемой

поверхности. По этой причине будем рассматривать facets в пределах прямоугольника, описывающего пятно облучения (рис. 5.1.1). Это внесет дополнительные facets в модель (не попадающие в пределы пятна облучения), но, в силу их удаленности от центра пятна облучения, они мало влияют на суммарный отраженный сигнал.

Оценим погрешность моделирования при использовании прямоугольной системы координат. Используем следующие параметры: высота  $H = 1000$  м, поверхность разбита на  $N \approx 300$  facets (квадрат со стороной 17 facets), ширина ДНА  $\theta_{DNA} = 60^\circ$  (рис. 5.1.2).

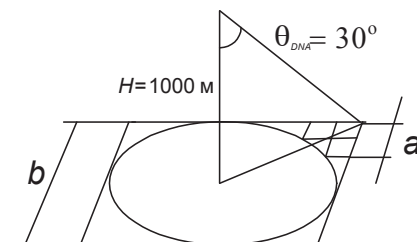


Рис. 5.1.2. Формулировка facets, исключенных из числа формирующих отраженный сигнал.

На рис. 5.1.2  $a$  — величина, определяющая количество facets, не входящих в пятно облучения,  $a = kH \operatorname{tg}(\theta_{DNA}/2) = k \cdot 1000 \operatorname{tg} 30^\circ = 169$  м,

$k = \frac{\sqrt{2}-1}{\sqrt{2}}$ . При этом  $b$  — диаметр пятна облучения,  $b = 2H \operatorname{tg}(\theta_{DNA}/2) = 1150$  м, тогда сторона одного facets  $d = b/17 = 67$  м.

Расчет показывает, что малое число facets окажется за пределами пятна облучения, что с учетом формы ДНА дает менее нескольких процентов вклада в мощность отраженного сигнала, отсюда их вкладом в отраженный сигнал можно пренебречь.

Сигнал на выходе приемника (рис. 1.2.9) рассчитывается путем суммирования сигналов, отраженных от каждого facets. Наклонная дальность до facets  $R_{i,j}$

$$R_{i,j} = \sqrt{(h + \delta)^2 + x(i,j)^2 + z(i,j)^2},$$

где  $i, j$  — индексы координат facets;  $h$  — высота;  $x(i, j)$ ,  $z(i, j)$  — координаты facets.

Задержка до facets ( $i, j$ )  $\tau_{i,j}$

$$\tau_{i,j} = \frac{2R_{i,j}}{c}.$$

Модель подстилающей поверхности

Используется модель подстилающей поверхности, обладающая следующими свойствами [3]:

- угол наклона поверхности  $\gamma \leq 10^\circ$ ;
- высота волны  $h = 1 \dots 10$  м;
- длина волны  $L = 10 \dots 500$  м.

Для водной поверхности необходимо при расчете отраженного сигнала учитывать рельеф и угол  $\gamma_{DOR}(x, z)$ . При этом можно пренебречь движением воды, поскольку  $v_b \ll V$ , где  $v_b$  — скорость движения воды.

Для крупного рельефа имеем

$$\gamma_{DOR}(x, z) = \arctg \frac{dz(x)}{dx} = \arctg \frac{\Delta z(x_{i+1}) - \Delta z(x_i)}{L_x},$$

где  $dz(x)$  — изменение высоты между соседними facets;  $dx$  — расстояние между центрами соседних facets;  $\Delta z(x_{i+1})$ ,  $\Delta z(x_i)$  — возвышения соседних facets;  $L_x$  — размер facets по оси  $x$ .

Профиль волнения в рамках двухмасштабной модели можно рассматривать как одномерную синусоиду [7]

$$\xi(x, z) = \frac{h_w}{2} \sin(\omega_w t + \varphi_w) + \xi_{II}(x, z),$$

где  $h_w$  — высота волны;  $\omega_w$  — круговая частота волнения;  $\varphi_w$  — начальная фаза волн;  $\xi_{II}(x, z)$  — случайная составляющая волнения.

На рис. 5.1.3 приведен профиль водной поверхности для двухмасштабной модели, где  $\sigma_w$  — дисперсия случайной составляющей волнения;  $L_w$  — длина волны.

Начальная фаза отраженного сигнала чаще всего имеет равномерное распределение.

При волнении IV балла имеем высоту волн  $h_w = 1,5$  м, длину волны  $L_w = 30$  м, а дисперсия мелких флуктуаций  $\sigma_w = 0,15$  м (рис. 5.1.3).

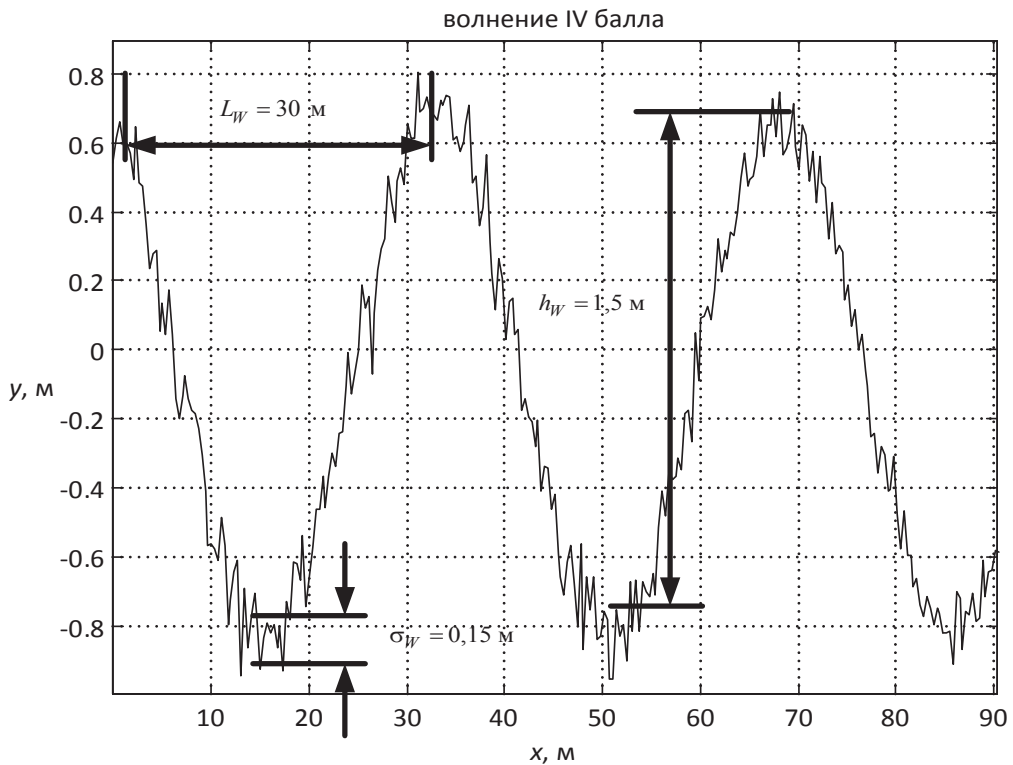


Рис. 5.1.3. Двухмасштабная модель водной поверхности

Расчет угла наклона факета

Угол наклона факета вычислим, используя формулы:

$$L_x = \frac{H \operatorname{tg} \theta_{DNA}}{nf/2}, \quad (5.1.1)$$

где  $L_x$  — размер факета по координате  $x$ ;  $nf$  — число факетов на стороне в плоскости поверхности. Аналогично рассчитывается размер факета по координате  $z$

$$L_z = h \xi(1/T_W, t+1) - h \xi(1/T_W, t), \quad (5.1.2)$$

где  $h$  — максимальная высота волны;  $T_W$  — период волнения.

$$\gamma = \arctan(dH/x), \quad (5.1.3)$$

где  $\gamma$  — угол наклона факета;  $dH$  — изменение высоты до текущего факета.

В первом приближении волну можно представить одномерной синусоидальной. Волна распространяется вдоль оси  $x$ . В модели используется равный по дальности шаг. Рассчитаем шаг по дальности с учетом крена и тангажа ЛА, а также наклона facets, полученного по формулам (5.1.1)–(5.1.3). В плоскости  $xOz$  расстояние до facets рассчитывается как расстояние до середины facets.

Расчет дальности до facets производится в соответствии с геометрией модели на рис. 5.1.1 и 5.1.3. Рассчитанные дальности запишем в виде вектора, каждый элемент представляет собой дальность до facets. Дальности до facets, отсортированные по возрастающей, с физической точки зрения представляют собой дальности до точек, расположенных на окружностях. Для удобства объединим все точки по диапазонам дальностей (например, 1020–1040 м) и получим кольца равной дальности.

Операция уменьшения числа точек имеет положительные и отрицательные последствия. Положительным является то, что уменьшается число операций при дальнейших расчетах, поскольку не считаются избыточные точки. К отрицательным последствиям относится потеря информации о фазе отраженного сигнала, а также затрудняется расчет рельефа для случая на рис. 5.1.3.

Рассчитаем радиальную скорость, усредняя доплеровское смещение по кольцу равных дальностей в пределах сектора. Такое разбиение позволит учесть доплеровский сдвиг фазы отраженного сигнала при уменьшенном количестве вычислений.

В модели не учитываются сдвиги фаз, связанные с изменением расстояния до поверхности из-за волнения. Это вносит погрешность, но величина этой погрешности в суммарном значении мала, т. к. усреднение делается по всему кольцу равных дальностей, а при высоте волны даже 10 м при высоте полета 1500 м влиянием рельефа водной взволнованной поверхности можно пренебречь.

Максимальная радиальная скорость для кольца равных дальностей определяется в соответствии с формулой

$$V_{rad\_max} = \frac{VR}{\sqrt{R^2 + H^2}}.$$

Вектор радиальных скоростей для всего кольца равных дальностей рассчитывается с учетом фазы  $\varphi = [0; 2\pi]$

$$V_{rad} = V_{rad\_max} \cos(\varphi) .$$

Амплитуда отраженного сигнала зависит не только от расстояния до объекта, но также и от диаграммы направленности антенны, от диаграммы обратного рассеяния и от коэффициента отражения поверхности ЭПР.

В модели используются следующие аппроксимации.

Диаграмма направленности антенны (ДНА) имеет вид  $\sin(x)/x$ , что соответствует используемому виду ДНА в аналогичных моделях, и вычисляется по формуле

$$G_{DNA}(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j}) = \frac{\sin\left(\delta\sqrt{\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2}\right)}{\delta\sqrt{\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2}},$$

где  $\delta$  — параметр ширины ДНА.

Диаграмма обратного рассеяния (ДОР) аппроксимирована функцией Гаусса

$$G_{DOR}(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta\sqrt{\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2}} e^{\frac{-0,5(\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2)}{\delta^2}},$$

в данном случае  $\delta$  — параметр ширины ДОР.

Амплитуда сигнала, отраженного от текущего facets, в соответствии с основным уравнением радиолокации [7], [18]:

$$Amp = k_a \sqrt{\frac{G_{DNA}^2(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j}) G_{DOR}(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j})}{R^4}}, \quad (5.1.4)$$

где  $k_a$  — константа, определяющая свойства приемника.

Рассчитаем время задержки в соответствии с данными литературы [6], [16], [32]:

$$\tau_3 = 2R / c, \quad (5.1.5)$$

где  $R$  — расстояние до текущего facets;  $c$  — скорость света.

Для каждой составляющей рассчитаем отраженный сигнал по формуле

$$Signal_i = Amp \cdot Azl \cdot \sin\left[2\pi f_l(t + \tau) + 2\pi\left(\frac{2f_0 \cdot V_{radi}}{c}\right)(t + \tau)\right],$$

где  $Signal_i$  — сигнал от одного facets;  $i$  — номер элемента скорости;  $Amp$  — амплитуда сигнала;  $Az_l$  — вектор сигнала с задержкой (единицы и нули);  $f_l$  — полоса пропускания приемника;  $t$  — текущее время, вычисляемое произведением номера текущего отсчета на интервал дискретизации;  $\tau$  — время задержки (требуется для реализации фазы сигнала);  $f_0$  — несущая частота сигнала;  $V_{radi}$  — радиальная скорость для заданного элемента кольца равных дальностей;  $c$  — скорость распространения волны.

Принцип суперпозиции позволяет суммировать текущий сигнал с уже накопленным сигналом. Результатом является отраженный сигнал.

Блок-схема алгоритма для «Модели 1»

Математической модели, рассмотренной в данном пункте присвоим наименование «Модель 1» (рис. 5.1.4).

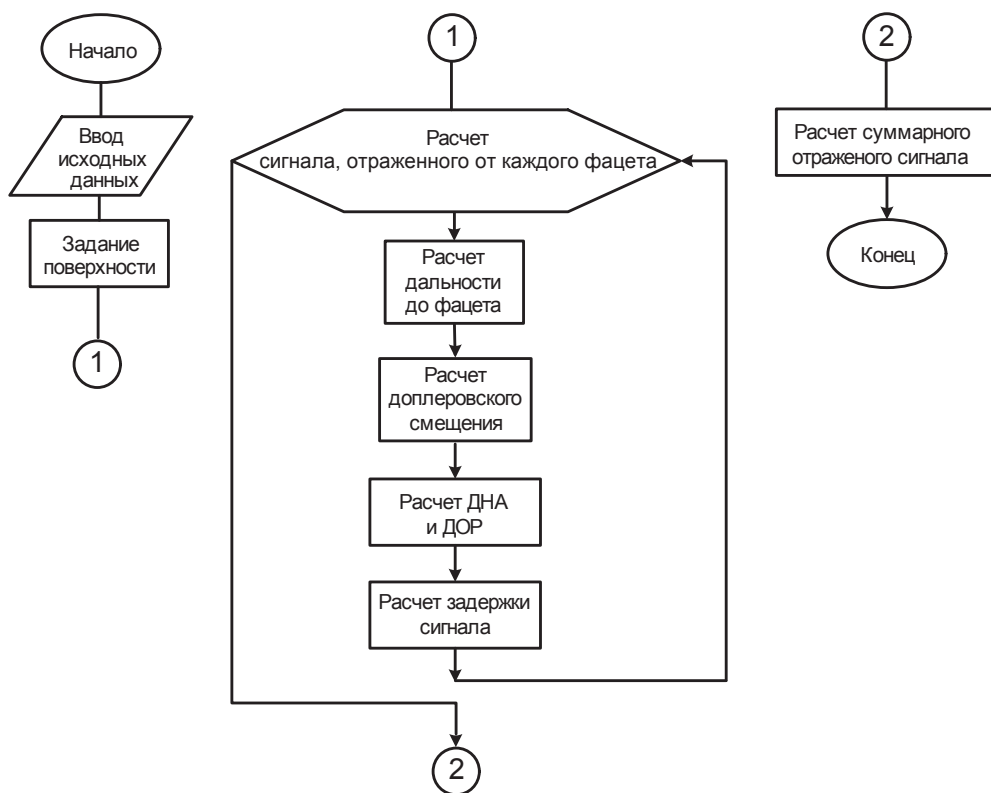


Рис. 5.1.4. Блок-схема алгоритма для «Модели 1»



Расчет отраженного сигнала производится в соответствии с приведенной ранее информацией в следующей последовательности: задаются исходные данные (свойства сигнала и поверхности), рассчитывается сигнал, отраженный от facets, суммируются сигналы от множества facets.

## 5.2. Матричная модель сигнала импульсного радиовысотометра (адаптированная для матричных вычислений) («Модель 2»)

.....

Будем полагать, что ЛА всегда находится в центре пятна облучения. Также сделаем предположение о том, что число facets разбиения по каждой стороне четное и при изменении наклона поверхности facet сохраняет прямоугольную форму. При небольших углах до  $30^\circ$  (как правило, крен и тангаж не превышают  $30^\circ$ ) такое допущение справедливо.

В модели введен ряд искусственных операций, которые полностью заменяют циклические вычисления типа *for* и *while* в целях адаптации под матричные вычисления.

Особенностью «Модели 2», рассматриваемой в этом параграфе, является способ расчета подстилающей поверхности. В остальном она аналогична модели, приведенной в параграфе 5.1.

Поверхность предполагается равномерно шероховатой с нормальным распределением высоты рельефа относительно среднего уровня. Начальная фаза отраженного сигнала, имитирующая изменение дальности до facets, распределена по равномерному закону. При неоднородной подстилающей поверхности можно использовать различные законы распределения для участков подстилающей поверхности. Например, когда рассматриваются границы двух поверхностей, часть facets будет распределена по нормальному закону с математическим ожиданием (м.о.)  $m_1$  и фазой  $\phi_1$ , а другая часть facets — с м.о.  $m_2$  и фазой  $\phi_2$ .

На первом этапе задаются основные параметры модели: высота полета ЛА; скорость полета; крен и тангаж; длительность сигнала в зависимости от высоты; несущая частота сигнала; длительность дискрета сигнала; диаграмма направленности антенны; диаграмма обратного рассеяния и др. ДОР и ДНА вычисляются, как в предыдущем параграфе.

### Особенности геометрии модели

Разбиение участка поверхности на facets с равными угловыми размерами приведены на рис. 5.2.1.

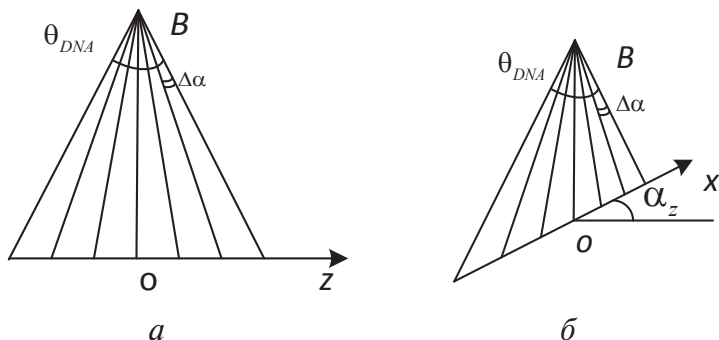


Рис. 5.2.1. Разбиение поверхности на равные угловые размеры по вертикальной плоскости:

$a$  — в плоскости  $Boz$ ;  $b$  — в плоскости  $Box$ :

$\theta_{DNA}$  — угол раскрыва антенны;  $\Delta\alpha$  — угловой размер facets по оси  $x$  и  $z$ ;  $\alpha_z$  — угол крена

Сектор расчета размера facets разобьем на 2 равных угловых интервала (точка  $o$ ) (рис. 5.2.2,  $a$  и  $b$ ) и рассмотрим треугольник, образованный вертикалью к плоскости  $xoz$  ( $H$ , или расстоянием до поверхности), направлением на текущий facet и плоскостью  $xoz$ .

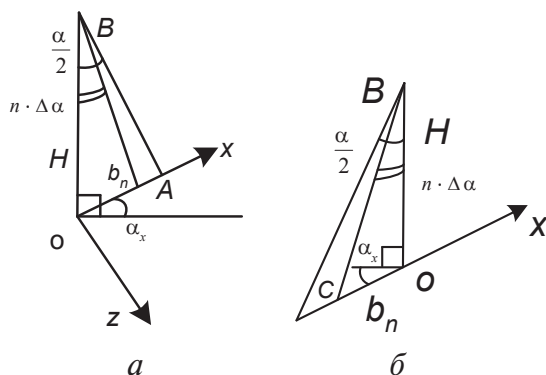


Рис. 5.2.2. Геометрия facets равных угловых размеров в плоскости  $Box$ :

$a$  — «слева»  $b$  — «справа»:

$H$  — расстояние до плоскости;  $n \cdot \Delta\alpha$  — угол до дальней стороны текущего facets;  $\alpha/2$  — половина угла раскрыва антенны;  $b_n$  — сумма длин facets по оси  $x$  вместе с текущим facetом;  $\alpha_x$  — угол крена

В треугольнике  $AOB$  (рис. 5.2.2,  $a$ ) найдем  $b_n$  по теореме синусов

$$\frac{b_n}{\sin(n \cdot \Delta\alpha)} = \frac{H}{\sin(180 - (90 - \gamma) - n \cdot \Delta\alpha)};$$

$$b_n = \frac{H \sin(n \cdot \Delta\alpha)}{\cos(\alpha_x - n \cdot \Delta\alpha)}.$$

Аналогично рис. 5.2.2,  $a$  найдем  $b_n$  для нижней части плоскости  $Box$  (треугольник  $BOC$ ). Из  $b_n$  найдем  $b_1, b_2, \dots b_n$ . Произведя ряд простых операций с  $b$ , получим размеры фацетов для  $x$ . Аналогично им получим размеры фацетов для  $z$ . При этом дальность до фацета будем рассчитывать как дальность до середины фацета.

Рассчитаем расстояние до фацетов в плоскости

$$L.xz = \sqrt{L.x^2 + L.z^2},$$

где  $L.x$  — расстояние до фацета по  $x$  в плоскости  $xoz$ ;  $L.z$  — расстояние до фацета по  $z$  в плоскости  $xoz$ .

Пересчитаем расстояния до фацетов с учетом рельефа поверхности. Примем, что рельеф определяет возвышение фацета над средней поверхностью. В результате получим

$$L.x = \sqrt{L.x^2 + SF.surf^2};$$

$$L.z = \sqrt{L.z^2 + SF.surf^2}.$$

Применив теорему косинусов, получим выражения

$$L.xz1 = \sqrt{L.xz^2 + h^2};$$

$$L.R1 = \sqrt{L.xz1^2 + H^2 - 2L.xz1 H \cos\left(\xi - \arctan \frac{h}{L.xz}\right)};$$

$$L.R_x = \sqrt{L.x1^2 + H^2 - 2L.x1 H \cos\left(\xi - \arctan \frac{h}{L.x}\right)};$$

$$L.R_z = \sqrt{L.z1^2 + H^2 - 2L.z1 H \cos\left(\xi - \arctan \frac{h}{L.z}\right)}.$$

$$\alpha_s = \arcsin\left(\arccos\left(\sin \frac{\sin \alpha_x}{\cos \alpha_z}\right) \cos \alpha_z\right),$$

где  $\alpha_s$  — угол между направлением на facet и осью ДНА;  $\alpha_x$  — крен;  $\alpha_z$  — тангаж.

Рассчитывается радиальная скорость  $V_{rad}$ , которая является проекцией скорости  $V_{ЛА}$  на направление на facet.

Амплитуду сигнала для каждого facet и задержку сигнала рассчитаем по формулам (5.1.4), (5.1.5).

Поскольку длительность сигнала мала по сравнению с межпериодным интервалом, следует перейти к разреженным матрицам (вырожденные матрицы с большим количеством нулей). В таких матрицах вычисления производятся не над всеми, а только над ненулевыми элементами.

Преимущество разреженных матриц очевидно для модели с матричным вычислителем.

Пусть расстояние до наиболее удаленной точки порядка 3000 м, тогда получим задержку примерно  $\tau_3 = \frac{2 \cdot 3000}{c} = 20 \text{ мкс}$ .

Примем длительность сигнала  $\tau_n = 1 \text{ мкс}$ , а несущую частоту  $f_0 = 4,3 \text{ ГГц}$ , соответственно требуется примерно 4000 отсчетов на длительность излученного сигнала, что значительно экономит вычислительные ресурсы.

Поскольку импульсный радиолокатор большую часть времени находится в режиме ожидания и принятый сигнал отсутствует, применим разреженные матрицы для представления отраженного сигнала. В таких матрицах каждый ненулевой элемент записан в виде массива из трех элементов (координаты  $x$ ,  $z$  и значение), а нулевые элементы не рассматриваются.

Сигнал будем записывать в виде

$$sig = Amp \cdot \sin(2\pi f_0 t + \varphi + F_d),$$

где  $Amp$  — амплитуда сигнала, рассчитанная ранее;  $\varphi$  — случайная фаза отраженного сигнала, зависящая от поверхности;  $F_d$  — доплеровская частота,  $F_d = \frac{2f_0 V_{rad}}{c}$ .

На следующем этапе получим сумму сигналов. Просуммировав отдельные составляющие от каждого facet, получим сигнал, отраженный от всей поверхности. В данной модели все вычисления проводятся на несущей частоте сигнала, в отличие от «Модели 1».

На рис. 5.2.3 приведена блок-схема алгоритма для «Модели 2».

Последовательность вычислений в «Модели 2» следующая: задаются исходные данные, пересчитываются размеры facets, вычисляются дальности до facets и доплеровские смещения, формируется разреженная матрица, сокращающая объем вычислений, далее вычисляется суммарный отраженный сигнал.

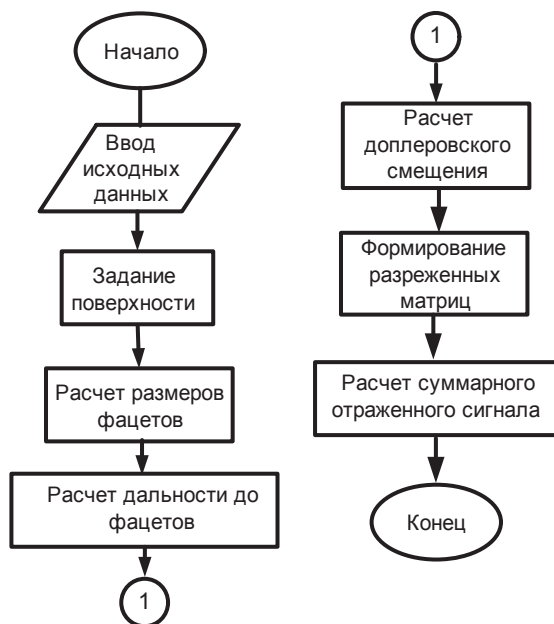


Рис. 5.2.3. Блок-схема алгоритма для «Модели 2»

### 5.3. Исследование флуктуационной ошибки на примере «Модель 1»

.....

Покажем, как влияет рельеф подстилающей поверхности на точность работы высотометра.

Традиционно алгоритм определения высоты по переднему фронту в бортовой аппаратуре работает по двум точкам на переднем фронте сигнала (рис. 5.3.1). В качестве интервалов аппроксимации выбираются участки фронта импульса, на которых значение амплитуды сигнала превышает порог обнаружения.

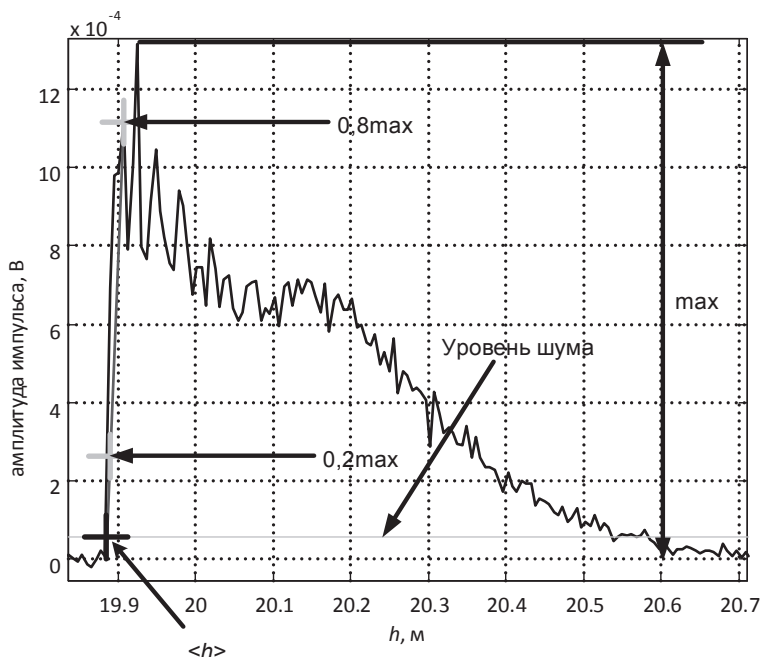


Рис. 5.3.1. Линейная аппроксимация переднего фронта методом наименьших квадратов по уровням  $0,2 \max$  и  $0,8 \max$

Уровень шума вычисляется как среднее значение амплитуды принимаемого сигнала в промежутке между излученным и принятым сигналом. Далее вычисляется уровень, соответствующий двум уровням шума, и уровень, соответствующий  $5/8$  максимума, по ним строится линейная аппроксимация. Пересечение этих двух линий считается текущей высотой по показаниям РВС (см. рис. 5.3.2).

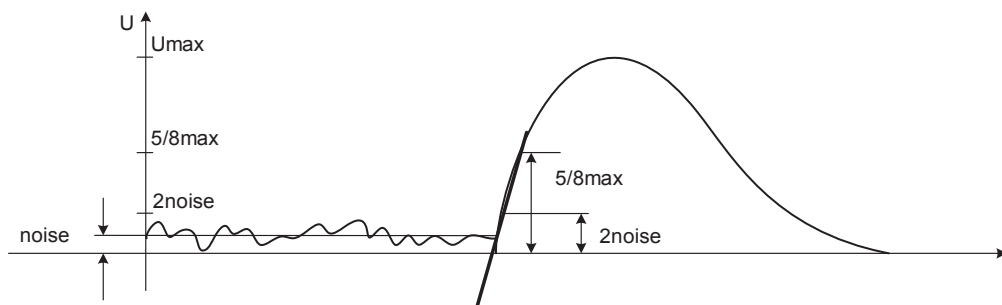


Рис. 5.3.2. Линейная аппроксимация переднего фронта по уровням  $2\text{noise}$  и  $5/8 \max$

Рассмотрим типовые условия моделирования:  $H = 20$  м;  $V_{\text{ЛА}} = 300$  м/с;  $\theta_{\text{DOR}} = 10^\circ$ ;  $\theta_{\text{DNA}} = 60^\circ$ ; число facets  $N = 900$ .

$h_w = 0,25$  м;  $L_w = 5$  м;  $m = \frac{\sigma_w}{h_w} = 0,1$  — отношение амплитуды мелкого волнения к амплитуде крупного рельефа [44].

На рис. 5.3.3 представлена гистограмма распределения ошибок по высоте.

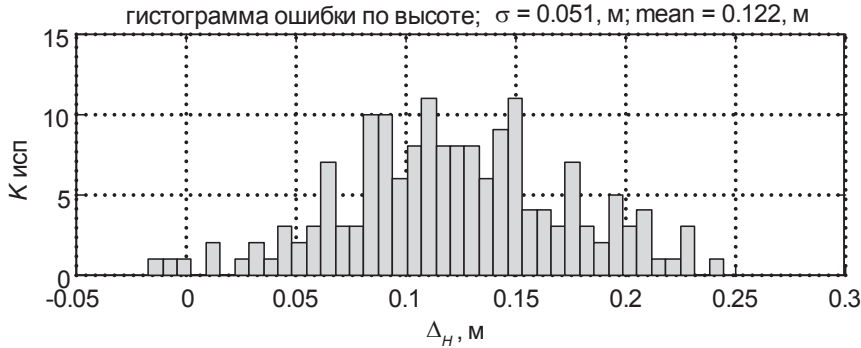


Рис. 5.3.3. Гистограмма распределения ошибки РВ по высоте:

$K_{\text{исп}}$  — количество попавших ошибок в интервал  $\Delta_H$

Чем больше уровень шума, тем больше усреднений амплитуды отраженного сигнала требуется для расчета высоты полета. Среднее значение ошибки флуктуации (*mean* на графике)

*mean* — ошибка измерения высоты,  $\text{mean} = \Delta_H$ ,  $\Delta_H = H - \langle H \rangle$ ;

где  $H$  — истинная высота над поверхностью;

$\langle H \rangle$  — оцененная высота над поверхностью;

$\sigma$  — дисперсия ошибки флуктуации,

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{K-1} \sum_{i=1}^K (\Delta_{H_i} - \overline{\Delta_H})^2}.$$

Полученные результаты соответствуют ожиданиям:  $\sigma_w \leq \frac{h_w}{2}$ ,  $\sigma_w = 2,7$  м;  $h_w$  — высота волны,  $h_w = 7,25$  м.

$$\overline{\Delta_H} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \Delta_{H_i},$$

где  $K$  — общее количество прогонов модели (испытаний),  $K = 100$ .

По вертикальной оси откладывается число испытаний.

Для моделирования канала приемника используется ФНЧ Баттерворта со следующими параметрами: частота среза  $f_0 = 15$ ; частота дискретизации  $F_s = 300$ , порядок фильтра  $M = 2$ .

Результаты моделирования высотомерного канала («Модель 1») над подстилающей поверхностью представлены на рис. 5.3.4, 5.3.5.

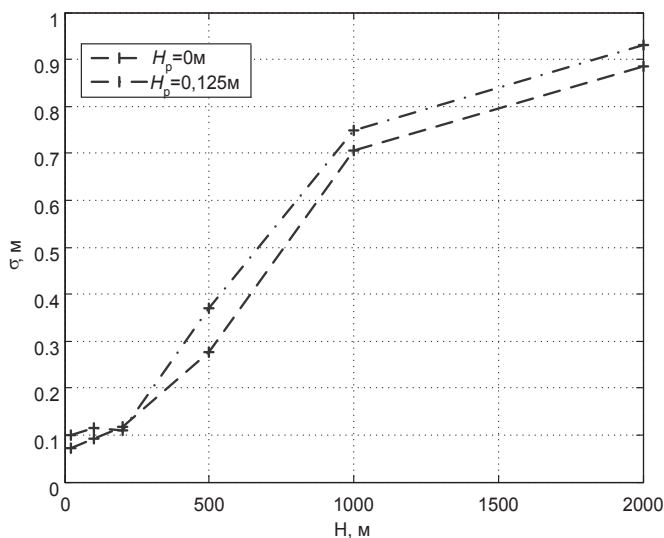


Рис. 5.3.4. Зависимость флуктуационной ошибки от высоты полета

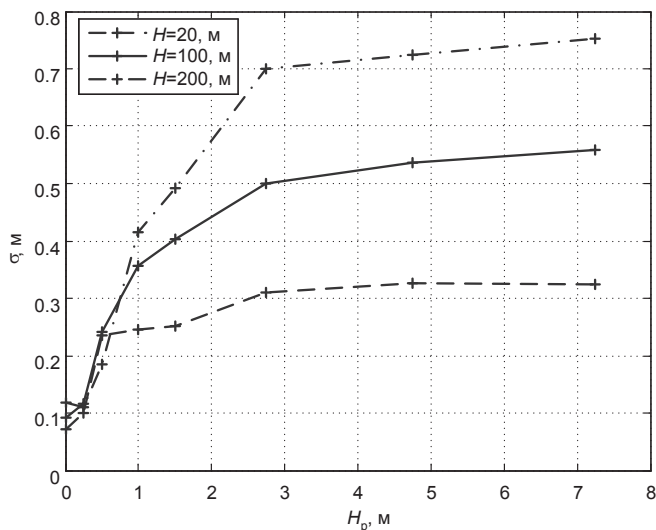


Рис. 5.3.5. Зависимость флуктуационной ошибки от высоты рельефа



Полученные результаты (рис. 5.3.4, 5.3.5) показывают, что флуктуационная ошибка высотометра обусловлена наличием рельефа и пропорциональна уровню волнения водной поверхности.

#### 5.4. Сравнение «Модели 1» и «Модели 2»

В данном параграфе приведены типовые примеры моделирования, показывающие возможности «Модели 1» и «Модели 2» для типовых условий применения РВ.

##### Пример 1

Исходные данные:  $H = 1200$  м;  $V_{\text{ЛА}} = 300$  м/с;  $\theta_{\text{DOR}} = 20^\circ$ ;  $\theta_{\text{DNA}} = 80^\circ$ ; число facets  $N = 900$ ; крен и тангаж отсутствуют;  $h_w = 3$  м.

Моделирование на высоте 1200 м показывает, что «Модель 1» дает лучшую аппроксимацию заднего фронта и более крутой передний фронт по сравнению с «Моделью 2» (рис. 5.4.1).

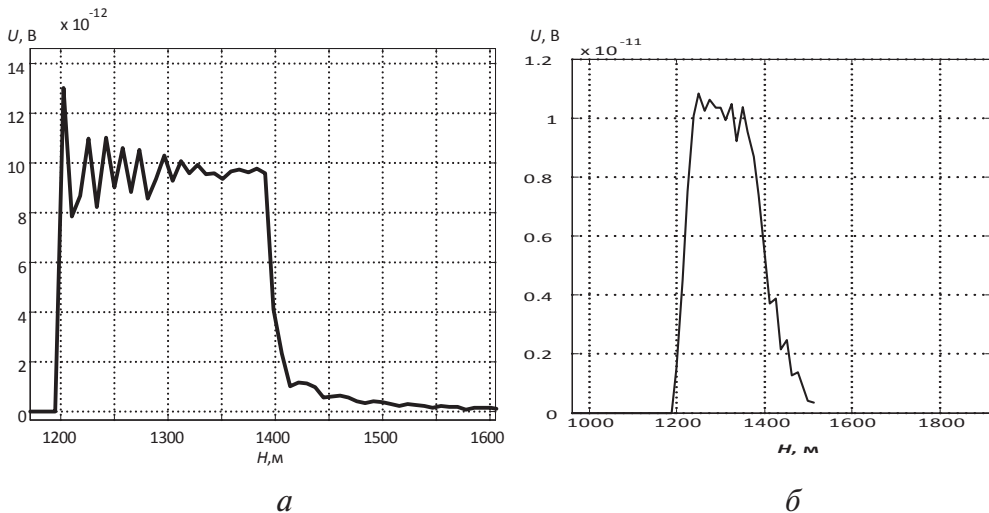


Рис. 5.4.1. Отраженный сигнал при  $H = 1200$  м:

$a$  — «Модель 1»,  $b$  — «Модель 2»

##### Пример 2

Исходные данные:  $H = 100$  м;  $V_{\text{ЛА}} = 300$  м/с;  $\theta_{\text{DOR}} = 20^\circ$ ;  $\theta_{\text{DNA}} = 80^\circ$ ;  $N = 900$ ; крен  $\alpha_x = 10^\circ$ ; тангаж  $\alpha_z = 10^\circ$ ; волнение — рябь.

Результаты моделирования (рис. 5.4.2) показывают аналогичное поведение: крутой передний и затянутый задний для «Модели 1» по сравнению с «Моделью 2». Кроме того, «Модель 1» имеет большую дисперсию по сравнению с «Моделью 2», что показывает существенную зависимость «Модели 1» от крена и тангажа.

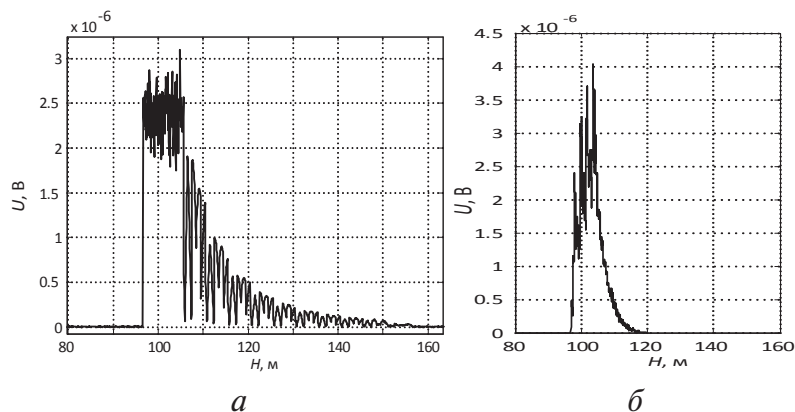


Рис. 5.4.2. Отраженный сигнал при  $H = 100 m$ :  
а — «Модель 1», б — «Модель 2»

### Пример 3

Исходные данные:  $H = 500 m$ ;  $V_{LA} = 0 m/s$ ;  $\theta_{DOR} = 20^\circ$ ;  $\theta_{DNA} = 80^\circ$ ;  $N = 900$ ;  $\alpha_x = 10^\circ$ ;  $\alpha_z = 10^\circ$ ;  $h_w = 5 m$ .

Результаты моделирования приведены на рис. 5.4.3

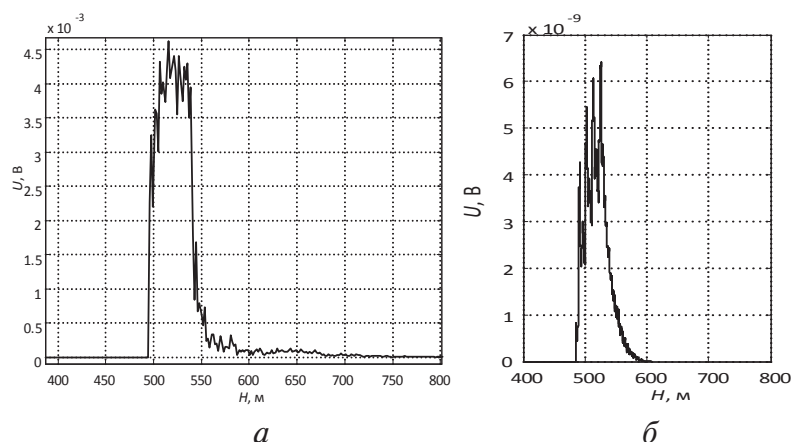


Рис. 5.4.3. Отраженный сигнал при  $H = 500 m$ :  
а — «Модель 1», б — «Модель 2»

Результаты на рис. 5.4.3 близки к результатам на рис. 5.4.1 и 5.4.2. Более сильное волнение приводит к затягиванию переднего фронта, что совпадает с данными [9].

Из результатов моделирования следует:

1) «Модель 1» лучше показывает структуру плоской части фронта, чем «Модель 2»;

2) «Модель 2» позволяет адекватно вычислять текущую высоту ЛА, а «Модель 1» слабо учитывает крен и тангаж;

3) результаты испытания для «Модели 1» дают более длинный задний фронт, а результаты испытания для «Модели 2» дают более длинный передний фронт. Таким образом, «Модель 1» позволяет более подробно исследовать структуру заднего фронта импульса, а «Модель 2» — более подробно анализировать структуру переднего фронта.

В результате анализа рассмотренные модели формирования принимаемых сигналов РВ с ИМ можно характеризовать следующим образом.

Первая модель написана с использованием классических представлений о факетных моделях и использует циклические процедуры. Сигнал, отраженный от поверхности, представляет собой сумму отдельных составляющих, отраженных от каждого факета. Используется преобразование декартовых координат в цилиндрические в целях уменьшения количества операций, что позволяет повысить производительность. Несмотря на потерю данных в процессе преобразования координат, «Модель 1» позволяет получить качественное представление о форме заднего фронта отраженного импульса, что открывает возможности для детального анализа структуры поверхности [11]. Тем не менее первая модель требует больше вычислительных ресурсов, чем вторая.

Вторая модель использует особенности матричного вычислителя, что существенно ускоряет процесс вычислений. Это позволяет провести вычисления с использованием более сложных аппроксимирующих формул, учитывающих большое число факторов. «Модель 2» лучше отражает зависимости переднего фронта импульса и плоской части импульса от различных условий применения РВ с ИМ.

## 6. Математическая модель радиолокационного канала радиовысотометрных систем с ФКМ

.....

Задачу моделирования радиолокационной станции следует разделить на две части: во-первых, это моделирование отраженного сигнала, во-вторых, это моделирование алгоритмов измерения высоты.

Для моделирования сигнала, отраженного от некой подстилающей поверхности, рассмотрим механизм его формирования. Разобьем всю облучаемую поверхность на элементарные точечные отражатели. Мощность сигнала, отраженного от точечного объекта (фацета), [7], [9], [17], [25], [35]

$$P_{\text{ПРМ}} = \frac{P_{\text{ПРД}} G_{\text{ПРМ}} G_{\text{ПРД}} \sigma \lambda^2 \eta^2}{(4\pi R)^3 R},$$

где  $P_{\text{ПРМ}}$  и  $P_{\text{ПРД}}$  — соответственно мощности, принятые приемником и излученные передатчиком;  $G_{\text{ПРМ}}$  и  $G_{\text{ПРД}}$  — коэффициенты передачи приемной и передающей антенн в направлении на точечный объект;  $\sigma$  — ЭПР цели;  $\lambda$  — длина волны;  $\eta$  — затухание в радиоканале, вызванное рассеянием в среде распространения;  $R$  — расстояние до объекта.

Коэффициент передачи сигнала от точечного отражателя в зависимости от его координат при одинаковых приемной и передающей антеннах

$$A^2 = \frac{P_{\text{ПРМ}}}{P_{\text{ПРД}}} = \frac{G^2 \sigma \lambda^2 \eta^2}{(4\pi R)^3 R},$$

или в другой форме, с учетом декартовых координат цели,

$$dA^2(x, y) = \frac{G^2(x, y) \sigma(x, y) \lambda^2 \eta^2}{(4\pi)^3 R^4(x, y)},$$

где  $G(x, y)$  — коэффициент усиления антенн в направлении точки с координатами  $(x, y)$ ;  $\sigma(x, y)$  — ДОР в направлении точки с координатами  $(x, y)$ , нормированная к площади элементарного отражателя  $dx \cdot dy$ ;

Излученный сигнал (ФКМ последовательность) можно представить с помощью следующей модели

$$S_{\text{изл}} = \sin(\omega n \Delta T + \pi W_n).$$

Отраженный от точечной цели сигнал на входе приемника имеет дополнительные затухание, доплеровский сдвиг частоты и задержку по времени

$$S_{\text{прм}} = A \sin((\omega + \omega_d)(n \cdot \Delta T + \tau) + \varphi + \pi W_n),$$

где  $\omega$  — циклическая частота;  $\omega_d$  — доплеровский сдвиг частоты;  $n$  — номер элементарной посылки в слове;  $\Delta T$  — период элементарной посылки в ФКМ слове;  $\tau$  — задержка распространения волны;  $\varphi$  — некоторый фазовый сдвиг;  $W_n$  — ФКМ последовательность.

Принимаемый сигнал равен

$$U_{\text{прм}} = \iint_{x,y} \frac{G(x,y) \sqrt{\sigma(x,y)} \cdot \lambda^2 \eta(x,y)}{(4\pi R(x,y))^2} \times \\ \times \sin((\omega_{\text{пр}} + \omega_d(x,y)(n \cdot \Delta T + \tau(x,y)) + \pi W_n + \varphi(x,y)) dx \cdot dy,$$

где  $\eta(x, y)$  — затухание сигнала для точки с координатами  $(x, y)$ ;  $\omega_{\text{пр}}$  — промежуточная частота приемника;  $\omega_d(x, y)$  — доплеровский сдвиг частоты для точки с координатами  $(x, y)$ ;  $\tau(x, y)$  — задержка распространения волны для точки с координатами  $(x, y)$ ;  $\varphi(x, y)$  — некоторый фазовый сдвиг для точки с координатами  $(x, y)$ .

Геометрия этой модели представлена на рис. 6.1.1.

На некоторой высоте  $H$  над подстилающей поверхностью находится летательный аппарат («объект»). Подстилающая поверхность представляет собой протяженную поверхность с нанесенной на нее координатной сеткой. Каждая точка с целыми координатами является геометрическим центром квадратного facets. Каждый facet (т. е. точка с целыми координатами) характеризуется:

- собственной ДОР —  $\phi$ ;
- случайным собственным коэффициентом отражения —  $K$ ;
- собственными флуктуациями высоты —  $\delta$ ;

- случайным фазовым сдвигом сигнала, отраженного от facets, равномерно распределенным в пределах  $0 \dots 2\pi$ .

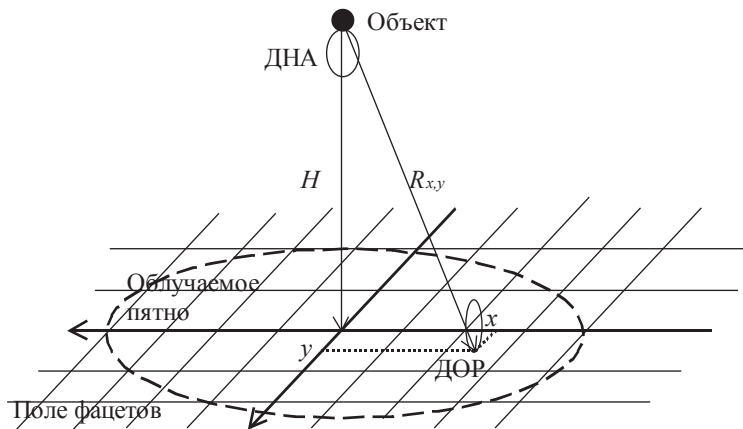


Рис. 6.1.1. Геометрия модели

Сигнал на выходе приемника рассчитывается путем суммирования сигналов, отраженных от каждого facets.

При реализации данного алгоритма сначала по следующей формуле вычисляется наклонная дальность до facets

$$R_{i,j} = \sqrt{(h + \delta)^2 + x^2 + y^2},$$

где  $i, j$  — номер facets;  $h$  — высота;  $x, y$  — координаты facets.

Далее для упрощения расчетов вводится сферическая система координат. Рассчитываются углы визирования facets в плоскостях  $ZX$  и  $ZY$  (соответственно  $\theta_{i,j}$ ,  $\vartheta_{i,j}$ ). Затем двойным суммированием для каждой точки времени вычисляется сигнал на выходе приемника по следующей формуле

$$U_{\text{ПРМ}}(t) = \sum_i \sum_j \frac{G(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j}) \sqrt{\sigma(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j})}}{R_{i,j}^2} K \eta \lambda^2 \times \\ \times \sin \left( \left( f_{\text{пр}} + \frac{2f_0 v_{\text{РАД}}}{c} \right) (n \cdot \Delta T + \tau(i, j)) + \pi W_n + \varphi(i, j) \right),$$

где  $U_{\text{ПРМ}}$  — напряжение на выходе приемника;  $t$  — время;  $G$  — объемная диаграмма направленности антенны;  $f_{\text{пр}}$  — промежуточная частота

та приемника;  $f_0$  — несущая частота;  $v_{\text{РАД}}$  — радиальная скорость движения объекта;  $\tau_{i,j}$  — задержка до facets,  $\tau_{i,j} = \frac{2R_{i,j}}{c}$ ;  $\varphi$  — случайная фаза.

ДНА в данной модели аппроксимирована функцией  $\sin(x)/x$  и вычисляется по следующей формуле

$$G(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j}) = \frac{\sin\left(\delta\sqrt{\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2}\right)}{\delta\sqrt{\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2}} \frac{1}{1 + 6\left(\sqrt{\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2}\right)^3},$$

где  $\delta$  — параметр ширины ДНА.

Такой вид ДНА (благодаря второму члену произведения) соответствует антенне с пониженными до минус 20 дБ боковыми лепестками антенны и повышенной прямоугольностью ДНА.

Подобным же образом происходит и расчет ДОР

$$\sigma(\theta_{i,j}, \vartheta_{i,j}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \delta\sqrt{\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2}} e^{\frac{-0,5(\theta_{i,j}^2 + \vartheta_{i,j}^2)}{\delta^2}},$$

в данном случае  $\delta$  — параметр ширины ДОР.

Как видно из формулы, ДОР аппроксимирована функцией Гаусса.

Радиальная скорость движения с учетом тангажа для каждого facets может быть рассчитана по формуле

$$v_{\text{РАД}} = v \left( \frac{x}{R_{i,j}} + \sin(Tn) \right),$$

где  $v$  — скорость движения ЛА;  $Tn$  — тангаж ЛА.

Для уменьшения количества расчетов сигнал вычисляется только по тем точкам, которые вносят существенный вклад в формирование отраженного сигнала. Фактически учитываются только те facets, которые лежат в телесном угле  $45^\circ$ , и предполагается, что ширина ДОР и ДНА существенно меньше  $45^\circ$ .

При реализации данной модели в качестве ФКМ слова была использована минимаксная  $M$ -последовательность 8-го порядка [34], максимальный боковой лепесток которой составляет минус 25,85 дБ от основного.

В процессе модельных исследований [35] были получены сигналы, отраженные от подстилающей поверхности при различных эволюциях ЛА и в различных условиях облучения.

На рис. 6.1.2–6.1.5 представлены ВКФ отраженных сигналов и излученного. На данных графиках ось  $X$  проградуирована в условных единицах дальности, пропорциональной задержке распространения волны. Можно заметить, что ВКФ сигналов имеет характерную для высотомеров форму с коротким передним и затянутым задним фронтом.

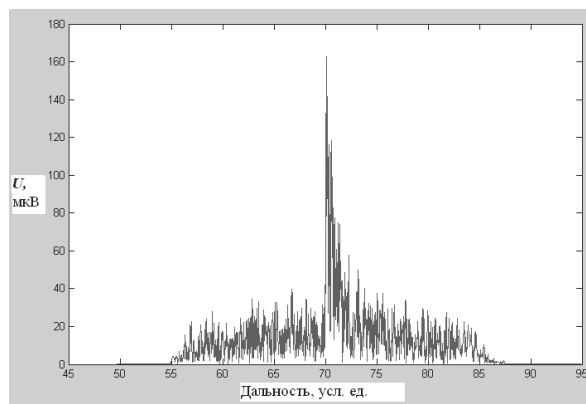


Рис. 6.1.2. ВКФ сигнала, отраженного от подстилающей поверхности: высота — 70 у. е.; скорость ЛА — 1 нормированная единица; крен ЛА и тангаж ЛА —  $10^\circ$ ; ДОР поверхности —  $15^\circ$ ; СКО неровностей — 0 у. е.; отношение с/ш — 100 дБ; число facets — 30000

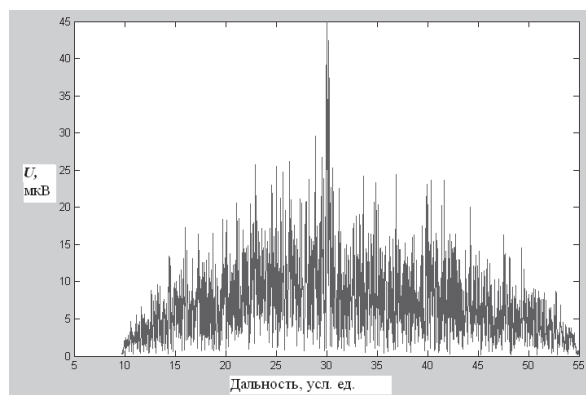


Рис. 6.1.3. ВКФ сигнала, отраженного от подстилающей поверхности: высота — 30 у. е.; скорость ЛА — 5 нормированных единиц; крен ЛА и тангаж ЛА —  $0^\circ$ ; ДОР поверхности —  $15^\circ$ ; величина неровностей — 0.01 у. е.; отношение с/ш — 10 дБ; число facets — 30000



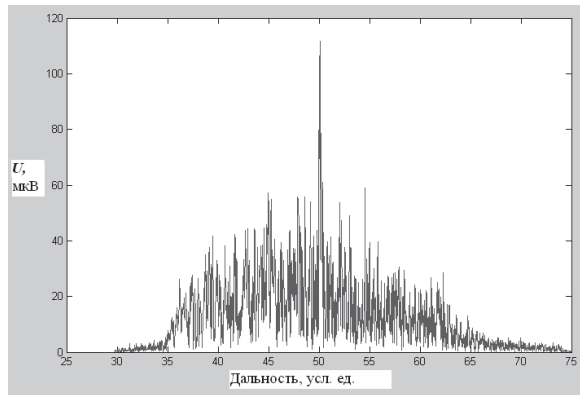


Рис. 6.1.4. ВКФ сигнала, отраженного от подстилающей поверхности:  
 высота — 50 у. е.; скорость ЛА — 7 нормированных единиц; крен ЛА —  $0^\circ$ ; тангаж ЛА —  $0^\circ$ ;  
 ДОР поверхности —  $15^\circ$ ; величина неровностей — 0 у. е.; отношение с/ш — 10 дБ;  
 число фазетов — 30 000

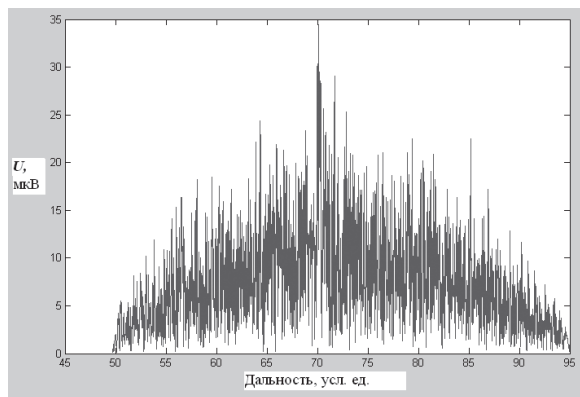


Рис. 6.1.5. ВКФ сигнала, отраженного от подстилающей поверхности:  
 высота — 70 у. е.; скорость ЛА — 7 нормированных единиц; крен ЛА и тангаж ЛА —  $0^\circ$ ;  
 ДОР поверхности —  $25^\circ$ ; величина неровностей — 0.01 у. е.; отношение с/ш — 10 дБ;  
 число фазетов — 30 000

Если считать высотой минимальное расстояние от ЛА до поверхности, то значению высоты будет соответствовать минимальное значение в переднем фронте сигнала. Поскольку сигнал кроме основного лепестка АКФ содержит также и боковые лепестки (представляющие собой помеху), уровень которых сильно зависит от эволюций ЛА, и шумы, то измерение положения переднего фронта становится весьма сложной задачей. Возможно несколько путей построения измерителя высоты.

Наиболее простой путь — измерение положения переднего фронта на некотором пороговом уровне, находящемся выше шумов и помех. Использование ненулевого порога повлечет за собой наличие статической ошибки в измерениях.

При большом уровне помех можно измерять временное положение максимума сигнала. В этом случае статическая ошибка будет еще больше. Ее можно существенно уменьшить, используя информацию о параметрах полета ЛА (высота, скорость, подстилающая поверхность, угловые эволюции, а также алгоритм формирования и обработки принимаемого сигнала).

В соответствии с разработанной моделью формирования сигнала можно построить имитатор отраженного сигнала РВ на базе набора цифровых линий задержки с частотным сдвигом и регулировкой амплитуды. Функциональная схема такого имитатора представлена на рис. 6.1.6.

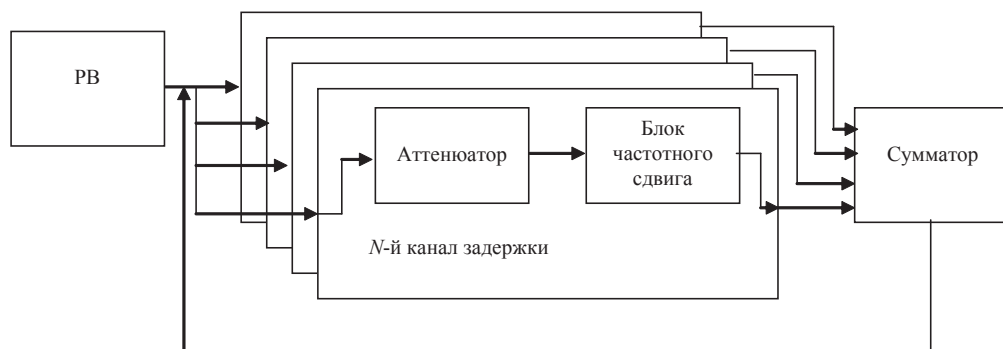


Рис. 6.1.6. Функциональная схема имитатора

Каждый канал в таком имитаторе соответствует факету в факетной модели. Амплитуда, частотный сдвиг и временная задержка для него рассчитываются так же, как в модели сигнала, описанной ранее.

При реализации имитаторов такого рода необходимо амплитуду сигнала изменять так, чтобы минимальный уровень сигнала был ниже среднего уровня боковых лепестков  $M$ -последовательности. В этом случае амплитудными составляющими меньшей величины можно пренебречь. Таким образом, необходимо иметь возможность изменять амплитуду сигнала в канале имитатора на 20–25 дБ.

При небольших ожидаемых эволюциях ЛА, когда сигналы, отраженные от больших наклонных дальностей, имеют незначительный

доплеровский частотный сдвиг, достаточно одного моделирующего канала в имитаторе.

При существенной эволюции ЛА (высокие скорости, крены и тангажи ЛА) из-за больших нормальных относительных скоростей некоторые участки облучаемой поверхности оказываются неразрешенными по скорости. Это приводит к декорреляции сигналов, отраженных от данных участков, и опорного сигнала. Декоррелированные сигналы вносят свой вклад в формирование шумоподобных составляющих сигнала после обработки, и их необходимо учитывать во всем временном диапазоне действия сигнала. В таком случае требуется, чтобы число каналов соответствовало отношению площади облучаемой поверхности и площади разрешенных по скорости участков поверхности. Анализ влияния условий работы РВ с ФКМ показал, что для имитации подобных радиолокационных каналов необходимо до 8–10 каналов имитации.

Сигнал, полученный на выходе имитатора, построенного в соответствии со структурой на рис. 6.1.6, будет иметь такие же мощностные и статистические характеристики, как и реальный сигнал, отраженный от поверхности с заданными параметрами и при заданных эволюциях ЛА.

## 7. Математическая модель корреляционных измерителей составляющих вектора скорости полета

.....

**М**атематическая модель КРИСС предназначена для исследования и отработки алгоритмов работы при полете над протяженными поверхностями при различных условиях применения и должна представлять совокупность программ, обеспечивающих моделирование отраженных сигналов, устройств оценки их параметров и алгоритмов вычисления высоты и составляющих скорости.

Основными составляющими погрешностей, определяющими точностные характеристики РВС, являются:

- флуктуационные погрешности оценки высоты и составляющих скорости, обусловленные флуктуациями огибающей отраженного сигнала и выборочной оценки взаимно корреляционной функции на конечном интервале наблюдения, воздействием шумов приемного устройства и т. д.;
- систематические (медленноменяющиеся) погрешности, обусловленные изменениями параметров подстилающей поверхности по маршруту движения, ее рельефом, углами крена и тангажа;
- систематические погрешности, обусловленные погрешностями изготовления, установки и измерения параметров антенной системы.

Для решения рассмотренных задач система моделирования должна включать:

- средства задания условий эксперимента и параметров РВС;
- функции, реализующие принятую модель рассеяния сигнала, обеспечивающие моделирование отраженного сигнала для заданных параметров движения и подстилающей поверхности;

- функции, реализующие заданную траекторию движения и ориентацию ЛА;
- функции, реализующие модели устройств обработки сигнала в РВС;
- функции, реализующие алгоритмы оценки параметров принятых сигналов;
- функции, реализующие алгоритмы расчета высоты и составляющих скорости;
- систему документирования и хранения результатов эксперимента.

Для оценки погрешностей КРИСС необходимо обеспечить моделирование реализаций случайных сигналов, рассеянных подстилающей поверхностью при заданной траектории движения ЛА. Ранее было показано, что практически реализуем только феноменологический подход, основанный на модели дискретных независимых случайных отражателей. Однако прогон модели дискретных независимых случайных отражателей также может потребовать весьма больших временных затрат. Действительно, шаг перемещения ЛА при моделировании сигнала должен составлять величину порядка 0,1 интервала пространственной корреляции отраженного сигнала для сохранения корреляционных связей соседних отсчетов сигнала. Интервал накопления частичных произведений сигнала для обеспечения СКО выборочных значений ВКФ 3% должен составлять не менее 1000 интервалов корреляции. Для оценки корреляционных связей флуктуаций оценки  $Tt$  и флуктуационной погрешности амплитудного метода измерения поперечной составляющей скорости необходимо моделировать сигналы всех трех приемных каналов КРИСС. И, наконец, для получения статистически значимых оценок флуктуационной погрешности для одного набора параметров необходима по меньшей мере сотня прогонов модели. Таким образом, для оценки флуктуационной погрешности для одного набора параметров требуется расчет не менее чем  $3 \cdot 10^6$  отсчетов сигнала. Для отсутствия скачков по фазе моделируемого сигнала за счет смены отражателей в текущей облучаемой площади при перемещении над подстилающей поверхностью необходимо иметь не менее  $10^4$  элементарных отражателей в ее пределах (квадрат  $100 \times 100$ ) [7]. При этом для расчета одного значения сигнала требуется расчет:

- текущего расстояния до каждого отражателя —  $3 \cdot 10^4$  возведения в квадрат,  $3 \cdot 10^4$  сложения и  $3 \cdot 10^4$  извлечения корня;

- $2 \cdot 10^4$  тригонометрических функций — квадратур элементарного сигнала;
- $2 \cdot 10^4$  суммирований квадратур элементарного сигнала.

Таким образом, для оценки флуктуационной погрешности для одного набора параметров требуется:

- $24 \cdot 10^{10}$  элементарных арифметических операций;
- $6 \cdot 10^{10}$  вычислений тригонометрических функций;
- $9 \cdot 10^{10}$  операций извлечения корня.

При использовании обычных ПК для математического моделирования такая процедура может занять несколько часов. Поэтому при проведении моделирования целесообразно разделить задачи оценки систематических (медленноменяющихся) и флуктуационных погрешностей и отдельно поставить задачу полунатурного моделирования, для решения которой необходимо обеспечить реализацию отраженных сигналов в реальном времени.

При оценке систематических ошибок возможно непосредственно вычислять усредненные характеристики канала связи и отраженного сигнала: плотность распределения мощности отраженного сигнала по дальности, плотность распределения мощности флуктуаций по частоте, усредненную огибающую отраженного сигнала, взаимно корреляционные функции сигналов в приемных каналах, необходимые для оценки систематических погрешностей РВС. При этом существенно сокращаются требования к вычислительным ресурсам инструментальных средств.

Для оценки флуктуационных ошибок необходима более полная модель, обеспечивающая формирование случайных реализаций отраженного сигнала. В силу общности параметров одного канала антенной системы КРИСС и параметров зондирующего сигнала, такая модель может быть построена на основе модели отраженного сигнала радиовысотомера с соответствующим увеличением каналов формирования отраженного сигнала.

При полунатурном моделировании можно построить имитационную модель сигнала в приемных каналах КРИСС на основе формирующих фильтров [16]. Более точная модель на основе дискретных случайных отражателей в этом случае служит для калибровки и верификации имитационной модели.

Систему моделирования желательно строить по модульному принципу, позволяющему наращивать функциональные возможности си-

стемы и компоновать частные модели для решения конкретных задач с требуемой степенью точности.

Система моделирования должна содержать:

- файлы описаний параметров КРИСС и условий применения;
- функции расчета усредненных характеристик сигналов, рассеянных подстилающей поверхностью;
- функции, реализующие модели рассеяния электромагнитных волн подстилающей поверхностью, включающие функции расчета размеров облучаемой площади, среднего распределения мощности отраженного сигнала, формирования поля случайных отражателей и расчета реализаций квадратурных составляющих отраженного сигнала;
- функции, реализующие имитационную модель сигналов, рассеянных подстилающей поверхностью;
- функции расчета параметров имитационной модели сигналов;
- функции, реализующие алгоритмы обработки сигнала в КРИСС;
- файлы-сценарии, обеспечивающие задание условий прогона модели, вызов функций и процедур моделирования, необходимых для реализации требуемой частной модели, управление ходом модельного эксперимента, регистрацию и отображение результатов прогона модели.

Общая структура системы моделирования КРИСС представлена на рис. 7.1.1.

Ниже рассмотрим основные принципы реализации составных частей модели.

В соответствии с формулой радиолокации при идентичных приемной и передающей антеннах сигнал на выходе приемной антенны от элемента поверхности с координатами  $X, Z$  размером  $dX \times dZ$

$$dP(X, Z) = P_{\text{прд}} G_0^2 G^2(X, Z, H) \lambda^2 \times \\ \times \frac{\sigma_0 \cdot \sigma(X, Z, H)}{(4\pi)^3 (H^2 + X^2 + Z^2)^2} dX \cdot dZ,$$

где  $P_{\text{прд}}$  — мощность, излученная передатчиком;  $G_0$  — коэффициент усиления антенны;  $G(X, Z, H)$  — значение нормированной диаграммы направленности антенны в направлении элемента поверхности с координатами  $X, Z, H$ ;  $\lambda$  — длина волны;  $\sigma_0$  — удельная ЭПР поверх-

ности;  $\sigma(X, Z, H)$  — нормированная диаграмма обратного рассеяния в направлении к приемнику от элемента поверхности с координатами  $X, Z, H$ ;  $H$  — высота фазового центра антенны над подстилающей поверхностью;  $X, Z$  — координаты рассеивающего элемента;  $dX, dZ$  — размеры рассеивающего элемента.

Нормируя линейные координаты к высоте, получим

$$dP(X, Z) = P_{\text{прд}} G_0^2 (X_H, Z_H, (1 - h_n)) \lambda^2 \times \\ \times \frac{\sigma_0 \sigma(X_H, Z_H, 1)}{(4\pi)^3 H^2 (1 + X_H^2 + Z_H^2)^2} dX_H \cdot dZ_H.$$

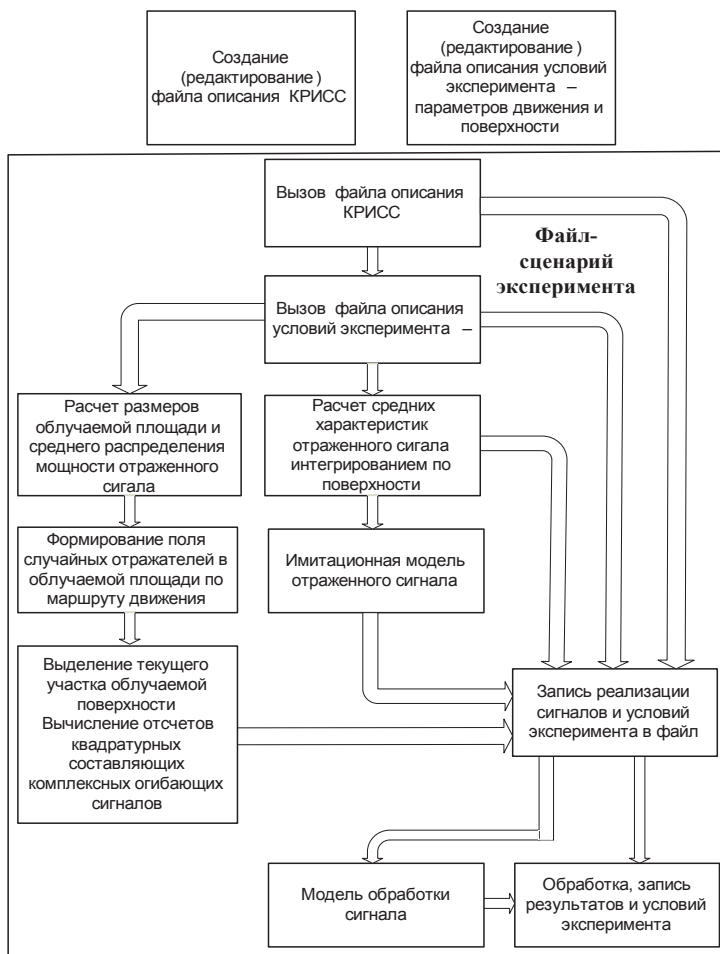


Рис. 7.1.1. Структура и взаимодействие составных частей системы моделирования



Полная мощность сигнала находится как предел интегрирования по всей облучаемой поверхности

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{прд}} \lambda^2 G_0^2 \sigma_0}{(4\pi)^3 H^2} \iint_S dP_{\text{н}} \cdot dX_{\text{н}} \cdot dZ_{\text{н}}; \quad (7.1.1)$$

$$dP_{\text{н}} = G^2(X_{\text{н}}, Z_{\text{н}}, 1) \frac{\sigma(X_{\text{н}}, Z_{\text{н}}, 1)}{(1 + X_{\text{н}}^2 + Z_{\text{н}}^2)^2}.$$

Для аппроксимации ДН, входящих в выражение (7.1.1), можно использовать следующие выражения:

$$G_{sc}(\vartheta) = Sl \sin(u(\vartheta)) / u(\vartheta) + (1 - Sl) \cos(u(\vartheta)) / \left[ 1 - (2u(\vartheta) / \pi)^2 \right];$$

$$u(\vartheta) = \pi L \sin(\vartheta); \quad (7.1.2)$$

$$Gg(\vartheta) = \exp(-\vartheta^2 / \vartheta_0^2); \quad (7.1.3)$$

$$G_{tt}(\vartheta) = \exp(-\text{tg}^2(\vartheta) / \text{tg}^2(\vartheta_0)), \quad (7.1.4)$$

где  $\vartheta$  — угол отклонения от оси ДНА;  $Sl$  — параметр, определяющий уровень бокового лепестка,  $0 \leq Sl \leq 1$ ;  $L$ ,  $\vartheta_0$  — параметры, определяющие ширину ДНА.

Аппроксимации вида (7.1.2)–(7.1.4) широко используются при анализе характеристик сигналов, рассеянных протяженной поверхностью, для аппроксимации как ДНА, так и ДОР [4], [5]. При аппроксимации ДНА эти функции имеют существенные недостатки: длинные «хвосты» и отсутствие боковых лепестков. Для устранения этих недостатков при моделировании ДНА в основном следует использовать функцию (7.1.3) [17], существенно лучше аппроксимирующую реальные ДНА КРИСС.

На рис. 7.1.2 приведены диаграммы направленности антенн, рассчитанные с использованием указанных аппроксимаций.

Вычисление усредненной корреляционной функции производится путем численного интегрирования выражения для пространственной взаимокорреляционной функции [13].

$$B(\Delta X, \Delta Y, \Delta Z) = \frac{P_{\text{прд}} \lambda^2}{64\pi^3} \iint_S \frac{G(\varphi, \phi)^2 \sigma^0(\varphi, \phi)}{R^4} \times \exp\left(-j \frac{\omega \cdot 2 \cdot \Delta R(\Delta X, \Delta Y, \Delta Z)}{C}\right) dS, \quad (7.1.5)$$

где  $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$  — смещение приемопередающей антенны.

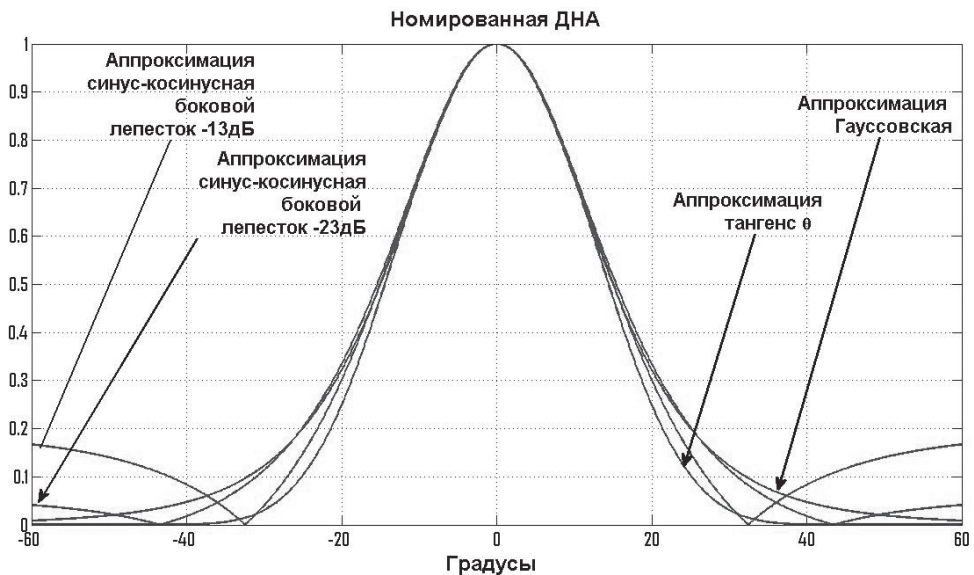


Рис. 7.1.2. Диаграммы направленности антенн при различной аппроксимации

Расчет реализаций случайного сигнала при движении ЛА над протяженной шероховатой поверхностью основывается на феноменологической модели независимых дискретных случайных отражателей. В рамках этой модели отраженный сигнал представляет собой сумму парциальных сигналов, рассеянных элементами поверхности, каждый из которых является рэлеевским узкополосным процессом и может быть представлен в виде суммы двух некоррелированных квадратурных компонент, каждая из них является нормальным процессом с нулевым средним [1], [2], [11]. Как уже отмечалось в подпараграфе 1.3.3, в КРИСС не используются сигналы с разрешающей способностью меньше, чем разность задержек до элементов поверхности в пределах облучаемой площади. В таком случае в формировании значений сигнала, смещенных относительно переднего фронта отраженного импульса,

са на величину, большую разности задержек сигнала от подрадарной точки и от границы облучаемой площади, будет участвовать вся облучаемая площадь. При этом вычисление квадратурных составляющих случайного сигнала нужно производить путем суммирования элементарных сигналов по текущей облучаемой площади с учетом фазы отраженного сигнала, зависящей от расстояния до отражателя, а также фазы и амплитуды случайного коэффициента отражения и распределения средней мощности отраженного сигнала по поверхности

$$U_c = \sum_S \sqrt{dP}(x, z) A(x, z) \cos(4\pi R(x, z) + \varphi(x, z));$$

$$U_s = \sum_S \sqrt{dP}(x, z) A(x, z) \sin(4\pi R(x, z) + \varphi(x, z)),$$

где  $U_c$ ,  $U_s$  — косинусная и синусная составляющие отраженного сигнала;  $dP(x, z)$  — среднее распределение мощности отраженного сигнала;  $A(x, z)$ ,  $\varphi(x, z)$  — случайные амплитуда и фаза коэффициента отражения;  $R(x, z)$  — расстояние до отражателя в длинах волн.

На рис. 7.1.3 представлен общий алгоритм формирования реализации случайного сигнала при движении над подстилающей поверхностью.



Рис. 7.1.3. Общий алгоритм формирования реализации случайного сигнала

Выбор шага по перемещению при моделировании отраженного сигнала существенно сказывается как на точность моделирования, так и на время счета. Одной из возможностей сокращения времени счета

является расчет сигналов с шагом по поверхности, близким к интервалу пространственной корреляции, и интерполяция отсчетов сигнала с шагом, необходимым для корректного моделирования устройств обработки сигналов. Для оценки этой возможности была сгенерирована реализация сигнала над поверхностью с шириной ДОР  $60^\circ$  с шагом  $0,1\lambda$ , затем полученная реализация прореживалась с шагом 2 и интерполировалась кубичным сплайном.

Получено, что интервал корреляции по уровню 0,5 составляет около  $0,45\lambda$ , шаг прореженной реализации —  $0,3\lambda$  ( $2/3$  интервала корреляции). При этом СКО интерполяции составила 1,3 %, максимальное и минимальное отклонение — 6,5 и 9,5 % соответственно. При снижении шага прореженной реализации до  $0,2\lambda$  СКО снизилось до 0,25 %.

Вопросы имитационного моделирования и создания полунатурной модели КРИСС рассмотрены в параграфе 2.5.

Структура стенда для полунатурного моделирования КРИСС на основе имитатора, реализующего имитационную модель отраженного сигнала, приведена на рис. 7.1.4.

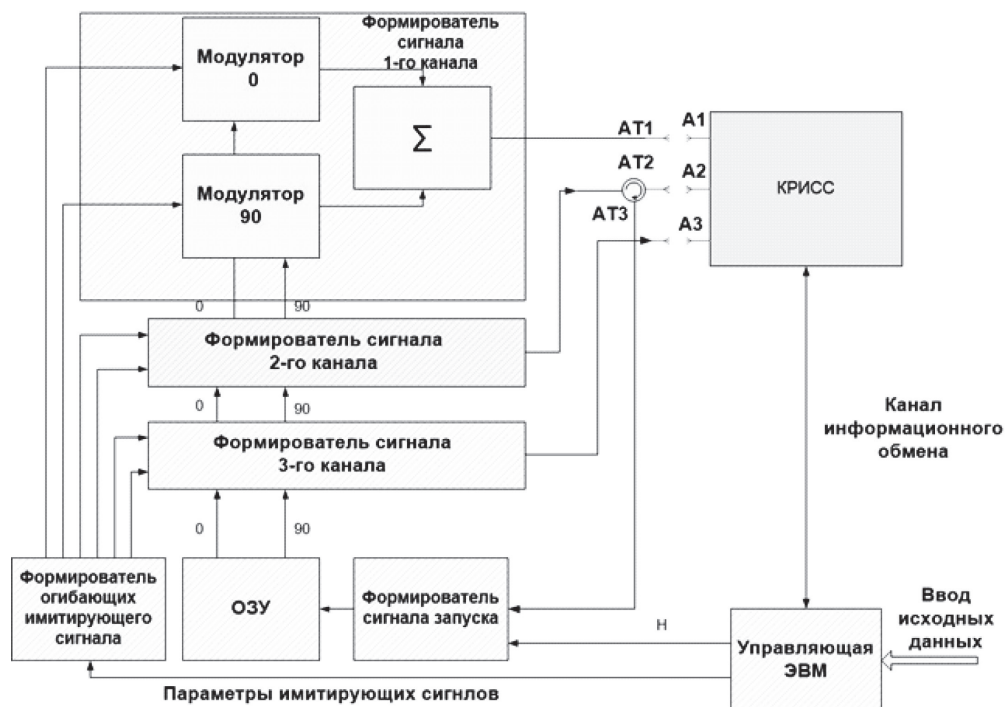


Рис. 7.1.4. Стенд полунатурного моделирования КРИСС

В соответствии с нормативными документами погрешности измерения составляющих скорости определяются при прямолинейном полете с постоянной скоростью, с углами крена и тангажа, не превосходящими  $(\pm 5)^\circ$  путем усреднения выходной информации на базе 20–25 км.

Исходными данными для оценки погрешностей КРИСС методами моделирования являются:

- высота полета и составляющие вектора скорости;
- тип подстилающей поверхности;
- уровень шумов, приведенный к входу приемного устройства КРИСС.

Для заданного типа поверхности по известным источникам [17] или по базе данных натурных испытаний разработчика КРИСС определяется удельная эффективная отражающая поверхность и ширина ДОР. По этим данным путем численного интегрирования по поверхности определяются мощность сигнала на входе приемного устройства и интервал пространственной корреляции отраженного сигнала. По данным значениям для заданных значений скорости и высоты производится расчет параметров имитационной модели сигнала — коэффициентов передаточной функции формирующего фильтра, коэффициентов корреляции сигнала в приемных каналах, соотношения сигнал—шум и задержки отраженного сигнала. Полученные значения передаются в аппаратный имитатор, и выполняется полунатурное моделирование КРИСС.

## 8. Программно-аппаратный комплекс для полунатурного моделирования БРЛС

.....

Существующие комплексы ПНМ способны решать задачи имитации радиолокационных сигналов, отраженных только от одного отражателя либо от нескольких отражателей, но без управления их характеристиками или без учета смены параметров модуляции излучаемого сигнала. Поэтому можно построить комплекс ПНМ на основе методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) с динамическим управлением параметрами моделирования с помощью ПЭВМ и современных модулей обработки высокочастотных сигналов.

Предлагаемые имитаторы отраженного сигнала, построенные на базе ПЭВМ и методов цифровой обработки сигнала, позволяют осуществить имитацию канала распространения сигнала РВ с ЛЧМ от передатчика до приемника: распространение в окружающей среде и отражение сигнала от протяженной подстилающей поверхности с заданными характеристиками.

В настоящем разделе рассмотрены принципы построения, структура, алгоритмы работы и основные характеристики двух имитаторов:

- имитатор сигналов для радиовысотомерных систем ИОС-РВ [29], [59], [60];
- имитатор сигналов, отраженных от целей, для радиолокационных станций обзора земной поверхности ИЦ-БСУ [57], [58].

Вышеназванные имитаторы разработаны совместными усилиями научно-исследовательского института радиоэлектронных систем летательных аппаратов (НИИ РАСЛА) УрФУ и ОАО «УПКБ «Деталь» корпорации «Тактическое ракетное вооружение».

## 8.1. Имитатор сигналов для радиовысотомерных систем ИОС-РВ

### 8.1.1. Реализация алгоритмов имитации с использованием методов цифровой обработки сигналов

Характеристики комплекса ПНМ для имитации отраженных сигналов для РВС с использованием методов ЦОС следующие:

- качественное преобразование излучаемого сигнала с возможностями управления всеми параметрами имитации непосредственно на СВЧ сложно для реализации, поэтому преобразование выполняется на низкой частоте в рабочей полосе блоков ЦОС, но с сохранением всей полосы сигнала биений. Соответствующее требование к аппаратуре ЦОС (при работе с типовыми РВ и РВД) — диапазон частот обрабатываемых сигналов не меньше  $F_b = 200$  МГц, тогда требуемая частота дискретизации АЦП  $\Delta t \leq (2F_b)^{-1} = 2,5$  нс;
- для РВС непрерывного излучения форма зондирующего сигнала является переменной, поэтому для имитации отраженного сигнала остается только одна возможность — формировать отраженный сигнал в виде сумм нескольких копий излучаемого сигнала с задержками, амплитудами, доплеровскими сдвигами, соответствующими заданным параметрам моделирования;
- необходимое количество сигнальных каналов может быть определено на основании анализа излучаемых сигналов и параметров обстановки и движения ЛА. Основными параметрами являются высота, ширина ДНА и ДОР, разрешающая способность РВС по высоте. Для типовых ЛЧМ РВ высотам 50–500 м необходимо 20–200 гармоник сигнала биений;
- значения имитируемых высот при ЦОС реализуются с помощью линий задержки (ЛЗ) на базе массива в памяти ОЗУ. Для РВС с непрерывным излучением рабочий диапазон высот до 5 км, тогда, с учетом расширения спектра на 30 %, требуемая максимальная величина задержки  $\tau_{\max} \geq 44$  мкс. Требуемый размер памяти ОЗУ для ЛЗ с учетом частоты дискретизации  $\Delta t$  АЦП составит  $\tau_{\max}/\Delta t \geq 17,6$  К ячеек соответствующей АЦП разрядности;

- при проверке функциональных характеристик РВС желательна проверка движения ЛА с заданными скоростями. Для корректного формирования отраженного сигнала требуется аппаратная имитация доплеровских сдвигов, соответствующих относительной скорости ЛА и длине волны излучения. Для наиболее скоростных ЛА достаточная величина значений  $\Delta f_{\max} \geq \pm 32$  кГц;
- для реализации принципов обработки сигнала имитатор должен обеспечивать не только задержку и преобразование частот спектра, но и вносить ослабление сигнала в соответствии с параметрами моделирования. Требуемый диапазон значений коэффициента затухания для управления аттенюатором определяется по диапазону высот РВС. Для оценки потенциала (чувствительности) РВС требуются большие значения коэффициента затухания. В работе [22] оценена величина, достаточная для имитатора сигнала,  $E_{\max} \geq 160$  дБ;
- для корректной цифровой обработки сигналов и максимального использования динамического диапазона АЦП/ЦАП общее ослабление сигнала целесообразно выполнять двумя управляемыми аттенюаторами: первый обеспечит подачу на вход АЦП оптимального по уровню сигнала, а второй установит общую степень затухания до необходимого значения уже после ЦАП;
- в соответствии с данными [30] для упрощения аппаратной реализации суммирование копий излучаемого сигнала может быть заменено на микширование с частотой выше верхней частоты пропускания фильтра сигнала биений исследуемой РВС.

Вариант структуры комплекса ПНМ, отвечающий перечисленным требованиям, приведен на рис. 8.1.1.

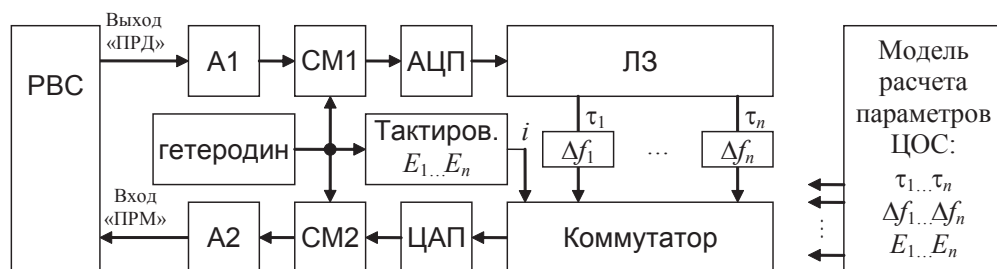


Рис. 8.1.1. Структура комплекса ПНМ с использованием методов ЦОС



Модель расчета параметров ЦОС в режиме реального времени проводит расчет и установку значений задержек  $\tau_1 - \tau_n$ , амплитуд  $E_1 - E_n$  и доплеровских сдвигов  $\Delta f_1 - \Delta f_n$ , соответствующих заданным параметрам моделирования. Коммутатор осуществляет микширование во времени — подключение  $i$ -го входного сигнала к входу ЦАП с очередностью и длительностью, заданной блоком тактирования, на основе значений  $E_1 - E_n$  для  $n$  сигналов.

Общая точность и качество моделирования будут зависеть от числа уровней квантования сигналов и параметров модели, частоты дискретизации, собственных шумов аналоговых цепей и преобразователей, такта расчета и обновления параметров имитации.

Основу всех быстродействующих цифровых систем запоминания сигнала составляет *DRFM* (*digital radio frequency memory*) — цифровая память радиосигнала. В данном имитаторе применялась «связка» из *DRFM* и *ASIC* архитектуры под управлением высокопроизводительного микропроцессора.

Отечественная СБИС 1879 ВМ3 *DSM* (*digital signal memory*) является основой цифровой системы запоминания, создана НТЦ «Модуль» в 2002 г. [56]. Микросхема изготовлена по стандартной кремниевой планарной 0,25 мкм КМОП технологии и имеет небольшую потребляемую мощность (около 4 Вт). Микросхема 1879 ВМ3 (*DSM*) предназначена для предварительной обработки широкополосных радиосигналов, формирования потока данных для вторичной обработки цифровым процессором сигналов, восстановления радиосигнала после вторичной обработки. СБИС представляет собой быстродействующую систему запоминания и обработки сигналов класса «система на кристалле» со встроенными аналого-цифровыми (АЦП) и цифро-аналоговыми (ЦАП) преобразователями, которая может использоваться в системах цифровой обработки сигналов (см. приложение). Такая элементная база может применяться и для построения имитаторов отраженных сигналов для РВС в режиме реального времени.

Для имитации сигналов, отраженных от статистически однородных протяженных поверхностей, требуется формирование сигнала, который образован суммой парциальных сигналов, отраженных различными элементами поверхности с задержками и доплеровскими сдвигами, непрерывно распределенными в некотором диапазоне задержек и частот. Прямой метод имитации, основанный на суммировании сигналов, отраженных всеми элементами поверхности, приво-

дит к недопустимо большому числу слагаемых — сигнальных каналов. Алгоритм, описанный в гл. 4, позволяет уменьшить требуемое число сигнальных каналов путем группировки близких по параметрам сигналов, а алгоритмы и схемы формирования отраженного сигнала на базе блоков ЦОС позволяют увеличить число парциальных составляющих сигнала и, следовательно, повысить качество имитации в выбранной аппаратной реализации комплекса ПНМ.

### **8.1.2. Структура программно-аппаратного комплекса полунатурного моделирования РВС**

Описанный подход к полунатурному моделированию отраженного сигнала для функциональной проверки и оценки характеристик РВС реализован на базе *PCI*-модуля МС23.01 [69], использующего СБИС 1879 ВМЗ.

Комплекс полунатурного моделирования состоит из блоков сопряжения РВС с модулем ЦОС, самого модуля МС23.01 с интерфейсом *PCI*, ПЭВМ управления ходом эксперимента с контролем измеренной высоты и разовых команд, выдаваемых РВС. Преобразование сигнала в модуле МС23.01 проводится на нулевой частоте с сохранением всей занимаемой им полосы, т. е. 100—200 МГц в зависимости от типа РВС. При этом для реализации функций сдвига частоты каждый сигнал представлен двумя квадратурными последовательностями: отсчетами вещественной и мнимой составляющих. Линия задержки реализуется в виде буфера во внутреннем ОЗУ с отдельными портами и автоинкрементируемыми адресными регистрами для записи и чтения отсчетов сигнала.

В структуре комплекса можно выделить два канала прохождения сигнала — входного и выходного (для высотомера) сигналов.

На схеме (рис. 8.1.2) в верхнем канале сигнал с выхода РВС поступает на аттенюатор «А1», необходимый для настройки оптимального для обработки уровня входного сигнала. Далее сигнал поступает в смеситель «СМ1», где переносится на нулевую частоту сигналом от гетеродина. С выхода смесителя сигнал поступает на вспомогательные согласующие усилители квадратур «Уi» и «Уq», с них — на квадратурные входы модуля МС23.01: входы мнимой составляющей «Вход I» и реальной — «Вход Q».

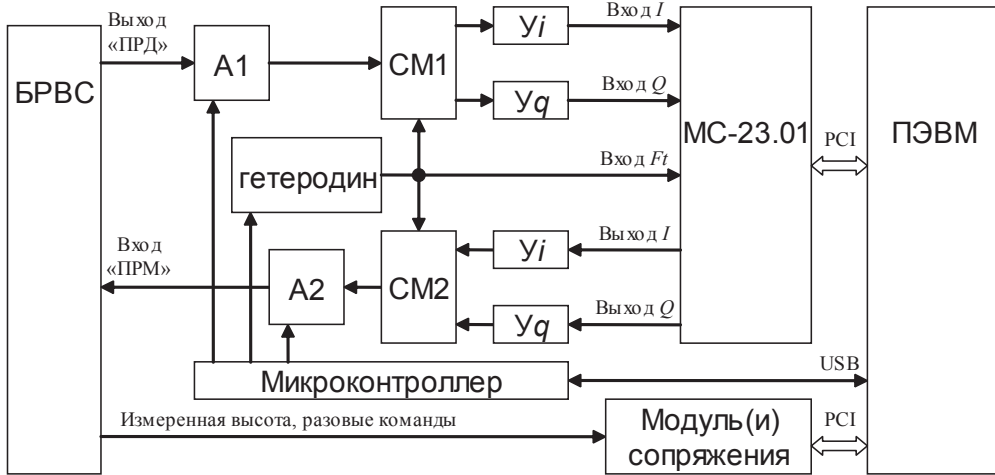


Рис. 8.1.2. Структура комплекса ПНМ на базе модуля ЦОС МС23.01

В нижнем канале с квадратурных выходов «Выход  $I$ » и «Выход  $Q$ » модуля МС23.01 сигнал поступает на входы согласующих усилителей « $U_i$ », « $U_q$ », осуществляющих предварительное усиление сигнала. С выхода усилителей сигнал поступает на второй смеситель «СМ2», который переносит его с нулевой частоты на исходную частоту несущей излучаемого сигнала. Далее сигнал поступает на второй аттенюатор «А2», необходимый для задания требуемого затухания сигнала.

Для эффективного управления аттенюаторами и гетеродином в макетном образце имитатора сигналов используют микроконтроллер *Philips LPC214x* с *USB* интерфейсом. Измеренная высота и разовые команды поступают через модули сопряжения (в зависимости от типа РВ) в ПЭВМ для контроля и возможности последующего анализа результатов моделирования.

На рис. 8.1.3 приведен пример зависимости измеренной высоты от времени, полученный при проведении испытаний СЛЧМ РВ А-052. Имитируемая начальная высота 10 м, вертикальная скорость: взлет — 10 м/с, спуск — 100 м/с, такт установки значений высоты — 150 мс. В общем масштабе графики почти совпадают, а на увеличенном участке видна систематическая ошибка и замедленная реакция высотомера при изменении знака и величины вертикальной скорости.

На рис. 8.1.4. показан пример результатов проверки РВ при испытаниях вблизи и за пределами диапазона измерений. Приведена зависимость заданной и измеренной высоты от времени с примером ото-

бражения вида и времени разовых сигналов в форме автоматических описаний точек: в точке «а» при выходе высоты за рабочий диапазон высот РВ ( $H$  измеренная становится выше 1535 м правее точки «а») «снимается» признак «исправность информации» и выдается нулевая измеренная высота; в точке «б» РВ выходит из режима поиска, признак «исправность информации» восстанавливается, измеренная высота соответствует заданной.

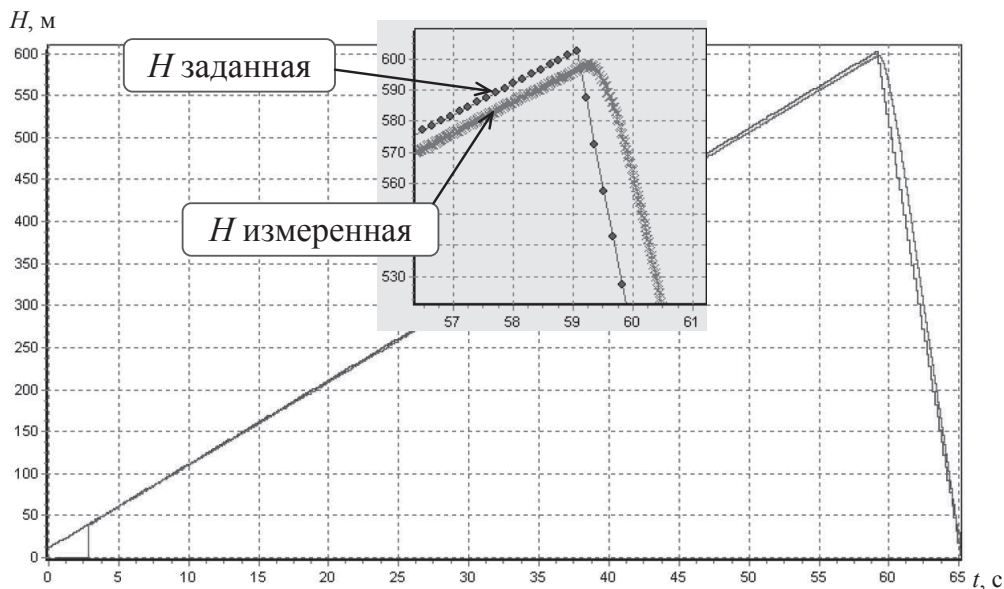


Рис. 8.1.3. Пример результатов испытаний РВ в динамике

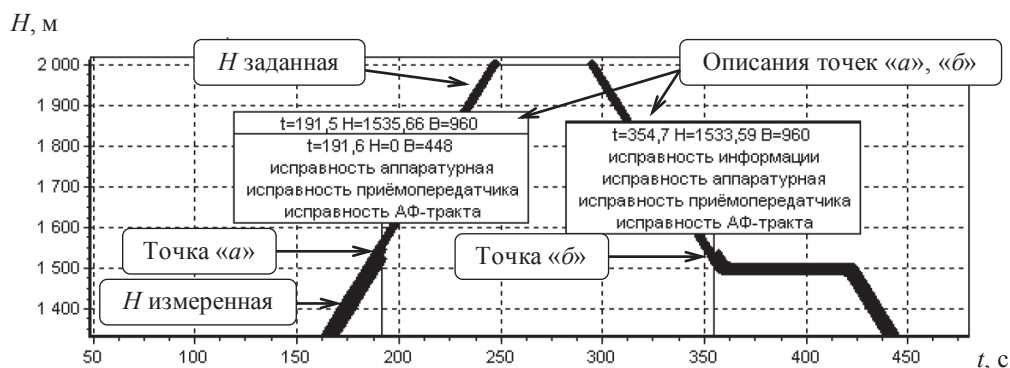


Рис. 8.1.4. Пример результатов проверки РВ при полунатурных испытаниях

Аналогичным образом при полунатурном моделировании можно оценивать и другие характеристики: время включения, задержку выхода РВ из режима поиска при временном отключении СВЧ-сигнала или выходе высоты за рабочий диапазон.

Предложенная аппаратная реализация комплекса полунатурного моделирования обеспечивает имитацию работы РВС в широком диапазоне параметров с ограничением высот до 19 км при имитации протяженных поверхностей, до 24,5 км при имитации точечных отражателей (с шагом 2 м), до 29 км при имитации точечных отражателей при снижении тактовой частоты модуля МС23.01 с 600 МГц до 500 МГц:

- диапазон имитируемых скоростей ЛА — до  $(\pm 10)$  км/с с шагом 0,3 м/с;
- динамический диапазон, обеспечиваемый пятью аттенюаторами выходного сигнала ИОС-РВ, составляет  $5 \cdot 31,5 \text{ дБ} = 157,5 \text{ дБ}$  с шагом 0,5 дБ;
- такт обновления параметров моделирования больше либо равен 10 мс.

Погрешности представления эквивалентного спектра сигнала биений набором гармоник в общем случае различны для разных типов РВС и высот. По показаниям измеренной высоты можно оценить лишь влияние различных методов формирования спектров на величину систематической и флуктуационной ошибок. Более полную оценку этих погрешностей можно сделать, анализируя выборочные спектры сигналов биений на множестве интервалов наблюдения исследуемых РВС с ЧМ.

## 8.2. Имитатор сигнала, отраженного от цели, ИЦ-БСУ

### 8.2.1. Назначение, основные требования и принцип построения имитатора сигнала, отраженного от цели

Комплекс полунатурного моделирования бортовой системы управления (КПМ БСУ) обеспечивает комплексную проверку функционирования РЛС и контроль параметров в лабораторных условиях. На рис. 8.2.1 приведена упрощенная структурная схема комплекса полунатурного моделирования.

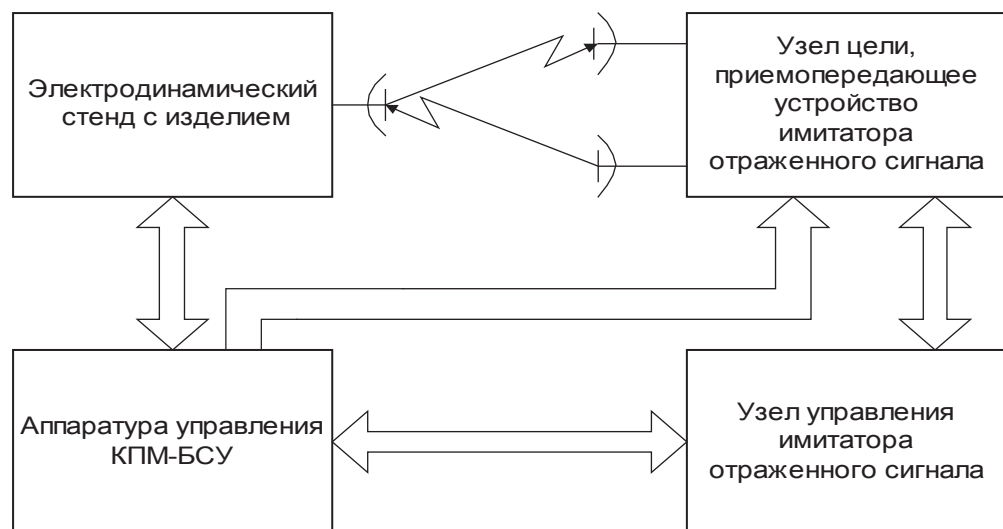


Рис. 8.2.1. Общая структура комплекса полунатурного моделирования

Электродинамический стенд обеспечивает изменение углового положения строительных осей РЛС в инерциальном пространстве в соответствии с имитируемой траекторией движения.

Перемещение узла цели осуществляется при помощи двух взаимно перпендикулярных направляющих, представляющих собой дуги окружности радиуса  $R_{\text{и}}$ . За счет этого центр антенной системы имитатора перемещается по сферическому сегменту радиуса  $R_{\text{и}}$  с центром, совпадающим с центром системы координат, связанной с основанием электродинамического стенда. Ось диаграммы направленности антенн имитатора совпадает с радиусом этого сферического сегмента.

Узел цели с приемопередающим устройством обеспечивает прием зондирующего сигнала, его задержку, доплеровское смещение частоты, изменение мощности и переизлучение в сторону приемной антенны РЛС.

Аппаратура управления в соответствии с заданной траекторией взаимного перемещения РЛС и цели формирует сигналы управления взаимным угловым положением РЛС и узла цели, текущие значения дальности и скорости сближения.

В современных РЛС используется сложный широкополосный сигнал с переменными законами модуляции и когерентная обработка отраженного сигнала, поэтому имитируемый сигнал также должен быть когерентным с зондирующим сигналом с точностью до доплеровско-

го сдвига частоты и случайной фазы отражения от цели. Это обстоятельство практически исключает использование в качестве имитатора отраженного сигнала генератора с модулирующей функцией, идентичной модулирующей функции генератора зондирующего сигнала, но задержанной на время, соответствующее дальности до имитируемой цели, так как в этом случае практически невозможно обеспечить когерентность излученного и имитированного сигналов.

В настоящее время имитаторы отраженных сигналов основываются на методах цифровой обработки на базе соответствующих БИС. Современным выбором является отечественный контроллер цифровой обработки сигналов 1879 ВМЗ, основным назначением которого как раз и является выполнение операций задержки и доплеровского смещения частоты обрабатываемого сигнала. Основные характеристики и функциональные возможности 1879 ВМЗ приведены в прил. 1.

Имитатор отраженного сигнала на основе инструментального модуля МС-23.01 содержит контроллер 1879 ВМЗ, оперативное запоминающее устройство объемом 64 Мбайта, контроллер шины *PCI* и аналоговые узлы, обеспечивающие согласование с приемопередатчиком. Для начальной загрузки модуля МС-23.01, управления режимами его работы было решено использовать процессорный модуль «Багет-83». Такое решение позволило поместить всю аппаратуру, обеспечивающую формирование имитирующего сигнала, на узле цели.

### **8.2.2. Состав, структура, технические требования, предъявляемые к имитатору цели ИЦ-БСУ**

ИЦ-БСУ содержит конструктивно законченный модуль приемопередающего устройства П-ИЦ-1 для установки на узел цели КПМ, включающий цифровой модуль ИЦ-БСУ (ЦМ), в состав которого входит:

- модуль преобразования сигнала МС-23.01;
- модуль управления «Багет-83»;
- пульт управления (ПУ-ИЦ) на базе стационарной ПЭВМ;
- комплект программного обеспечения (ПО).

Общая структурная схема имитатора представлена на рис. 8.2.2.





Рис. 8.2.2. Общая структурная схема имитатора

Технические характеристики ИЦ-БСУ следующие.

Цифровой модуль ИЦ-БСУ обеспечивает в реальном масштабе времени:

- методом цифровой задержки имитацию дальности 0,15–24 км с погрешностью ( $\pm 10$ ) м;
- методом сдвига частоты имитацию скорости сближения 0–350 м/с с погрешностью не более 0,5 м/с.

Пульт управления (ПУ-ИЦ) обеспечивает:

- ввод оператором режимов работы, необходимых исходных данных и параметров ИЦ-БСУ и РЛС;
- обмен информацией с КПМ БСУ;
- расчет текущих значений параметров ИЦ-БСУ и их передачу в ЦМ;
- возможность имитации КПМ БСУ;

П-ИЦ-1 обеспечивает связь со стационарной частью гибким кабелем длиной не менее 10 м.

При выходе требуемых значений излучаемой мощности за динамический диапазон П-ИЦ-1 выдается максимальное (минимальное) значение кода управления мощностью.



Технические характеристики цифрового модуля ЦМ ИЦ-БСУ таковы.

В режиме работы узел ЦМ обеспечивает в реальном масштабе времени:

- задержку входного сигнала в диапазоне 1–150 мкс с погрешностью не более ( $\pm 27$ ) нс;
- сдвиг частоты входного сигнала в диапазоне 0–28 кГц с погрешностью не более ( $\pm 20$ ) Гц;
- выдачу параллельного кода управления мощностью на передающее устройство П-ИЦ-1;
- выдачу кода управления усилением на приемное устройство П-ИЦ-1.

В режиме калибровки узел ЦМ обеспечивает установку кода управления коэффициентом усиления приемного устройства.

Расчет текущих значений задержки, сдвига частоты и кода управления мощностью производится в соответствии с текущими значениями дальности и скорости сближения, поступающими от КПМ-БСУ или формируемыми по заданной программе в автономном режиме.

Код управления мощностью формируется в соответствии с заданными параметрами РЛС, ИЦ-БСУ и имитируемой цели при помощи:

- текущей дальности  $R_t$ ;
- мощности передающего устройства РЛС  $P_0$ ;
- коэффициентов усиления приемной и передающей антенн РЛС  $G_r, G_s$ ;
- эффективной поверхности рассеяния цели  $\sigma$ ;
- мощности передающего устройства имитатора  $P_s$ ;
- цены младшего разряда кода управления мощностью  $d$  [дБ];
- коэффициентов усиления передающей и приемной антенн имитатора  $G_s$ ;
- расстояния между изделием и имитатором  $R_s$ .

Запаздывание установки текущих значений задержки и сдвига частоты в цифровом модуле ЦМ от момента приема информации от КПМ БСУ не превышает 20 мс.

Данные о текущих значениях задержки, сдвига частоты и кода управления мощностью поступают на «Багет-83» от ПК по последовательному каналу RS-232. Длина линии связи 10–30 м.

ЦМ обеспечивает выдачу сигналов управления и индикации.

### 8.2.3. Энергетические соотношения и алгоритмы управления выходной мощностью имитатора

При имитации точечной нефлуктуирующей цели имитатор обеспечивает прием зондирующего сигнала, его задержку, доплеровское смещение частоты и излучение преобразованного сигнала, который обеспечивает ту же мощность сигнала на выходе приемной антенны РЛС, что и сигнал, отраженный от цели, с заданной ЭПР, находящейся на заданной дальности.

Мощность сигнала, отраженного от цели на входе приемника радиолокатора, при общей приемопередающей антенне и осесимметричной ДНА можно рассчитать, пользуясь известной формулой радиолокации [26]

$$P_{\text{ц}} = \frac{P_0 G_0^2 G(\theta_{\text{ц}})^2 \lambda^2 \sigma}{64\pi^3 R^4},$$

где  $P_0$  — мощность на выходе передатчика;  $G_0$  — коэффициент усиления приемопередающей антенны;  $G(\theta)$  — нормированная ДН приемопередающей антенны;  $\theta_{\text{ц}}$  — угол между осью ДНА и направлением на цель;  $\lambda$  — длина волны зондирующего сигнала;  $\sigma$  — эффективная поверхность рассеяния цели;  $R$  — расстояние до цели.

Мощность сигнала, принятого от имитатора на входе приемника радиолокатора, можно рассчитать по формуле радиолокации с активным ответом

$$P_{\text{иц}} = \frac{P_{\text{и}} G_0 G(\theta_{\text{и}}) G_{\text{и0}} G_{\text{и}}(\theta_{\text{ии}}) \lambda^2}{16\pi^2 R_{\text{и}}^2},$$

где  $P_{\text{и}}$  — мощность на выходе передатчика имитатора;  $\theta_{\text{и}}$  — угол между осью ДНА РЛС и направлением на имитатор;  $G_{\text{и0}}$  — коэффициент усиления антенны имитатора;  $G_{\text{и}}(\theta)$  — нормированная ДНА имитатора;  $\theta_{\text{ии}}$  — угол между осью ДНА имитатора и направлением на изделие. При идеальной юстировке антенн имитатора  $\theta_{\text{ии}} = 0$ , однако в дальнейшем во всех соотношениях сохранено конечное значение  $\theta_{\text{и}}$  для дальнейшего анализа погрешностей имитатора;  $R_{\text{и}}$  — расстояние до имитатора.

Приравнивая  $P_{\text{иц}} = P_{\text{ц}}$  и учитывая, что направление на цель совпадает с направлением на имитатор ( $\theta_{\text{и}} = \theta_{\text{ц}}$ ), получим следующее выра-

жение для выходной мощности имитатора, обеспечивающего имитацию цели с ЭПР  $\sigma$  на дальности  $R$ :

$$P_{\text{и}} = \frac{P_0 G_0 G(\theta_{\text{и}}) \sigma R_{\text{и}}^2}{G_{\text{и}0} G_{\text{и}}(\theta_{\text{ии}}) 4\pi R^4}.$$

Мощность сигнала на выходе приемной антенны имитатора

$$P_{\text{пи}} = \frac{P_{0\text{и}} G_0 G(\theta_{\text{и}}) G_{\text{и}0} G_{\text{и}}(\theta_{\text{ии}}) \lambda^2}{16\pi^2 R_{\text{и}}^2},$$

где  $P_{0\text{и}}$  — мощность, излучаемая изделием при полунатурном моделировании.

Для выполнения равенства  $P_{\text{иц}} = P_{\text{и}}$  имитатор должен иметь коэффициент передачи по мощности  $P_{\text{и}}/P_{\text{пи}}$

$$K_{\text{и}} = \frac{P_0 \sigma R_{\text{и}}^4 4\pi}{P_{0\text{и}} G_{\text{и}0}^2 G_{\text{и}}^2(\theta_{\text{ии}}) \lambda^2 R^4}. \quad (8.2.1)$$

Для обеспечения максимального динамического диапазона и минимизации числа аттестуемых параметров имитатора и РЛС в режиме имитации целесообразно вводить режим калибровки, в процессе выполнения которого устанавливается коэффициент передачи приемного тракта имитатора, обеспечивающий максимально допустимую мощность на входе АЦП при совпадении оси ДНА РЛС с направлением на имитатор. При этом выполняется условие

$$P_{\text{пи}} K_{\text{прс}} = P_{\text{м}},$$

где  $P_{\text{пи}}$  — мощность сигнала на выходе приемной антенны имитатора в режиме калибровки;  $K_{\text{прс}}$  — коэффициент передачи приемного тракта имитатора, установленный в процессе калибровки;  $P_{\text{м}}$  — максимально допустимая мощность сигнала на входе АЦП.

Подставляя значение  $P_{\text{пи}}$  в режиме калибровки, можно получить следующее выражение для значения  $K_{\text{прс}}$ :

$$K_{\text{прс}} = \frac{P_{\text{м}} 16\pi^2 R_{\text{и}}^2}{P_{0\text{и}} G_0 G(\theta_{\text{ис}}) G_{\text{и}0} G_{\text{и}}(\theta_{\text{ии}}) \lambda^2}, \quad (8.2.2)$$

где  $\theta_{\text{ис}}$  — угол между осью ДНА и направлением на имитатор в режиме калибровки. При идеальной юстировке антенн  $\theta_{\text{ис}} = \theta_{\text{ии}} = 0$ , одна-

ко во всех соотношениях сохранены их конечные значения для дальнейшего анализа погрешностей имитатора.

Представляя  $K_{и}$  в виде произведения коэффициентов передачи отдельных узлов имитатора по формуле (8.2.1), можно записать

$$K_{и} = K_{прс} K_{ц} K_{пр} = \frac{P_0 \sigma R_{и}^4 4\pi}{P_{0и} G_{и0}^2 G_{и}^2 (\theta_{ии}) \lambda^2 R^4}, \quad (8.2.3)$$

где  $K_{ц}$  — коэффициент передачи цифрового преобразователя сигнала имитатора;  $K_{пр}$  — коэффициент передачи передающего тракта имитатора, соответствующий заданной дальности и ЭПР цели.

Используя полученные выражения, можно предложить различные варианты расчета значений  $K_{пр}$ , соответствующих заданным.

Первый вариант можно получить, подставляя в формулу (8.2.3) значения  $K_{прс}$  из выражения (8.2.2) и полагая погрешность установки АС РЛС в режиме калибровки равной 0,

$$K_{пр} = \frac{P_0 \sigma R_{и}^2 G_0}{G_{и0} K_{ц} P_{м} 4\pi R^4}. \quad (8.2.4)$$

Как видно из формулы (8.2.4), в этом случае исходными данными для расчета являются дальности  $R$  и ЭПР цели  $\sigma$ , мощность сигнала, излучаемого РЛС в рабочем режиме  $P_0$ , коэффициенты усиления антенн имитатора  $G_{и0}$  и РЛС  $G_0$ , расстояние до имитатора  $R_{и}$ , допустимая мощность на входе АЦП имитатора  $P_{м}$ , коэффициент передачи цифрового преобразователя  $K_{ц}$ .

Во втором  $K_{пр}$  устанавливается прямо пропорциональным  $K_{прс}$  и обратно пропорциональным  $1/R^4$

$$K_{пр} = K_{пп} K_{прс} / R^4, \quad (8.2.5)$$

где  $K_{пп}$  — коэффициент пропорциональности между коэффициентами передачи приемного и передающего трактов.

Подставляя в выражение (8.2.5) значения  $K_{прс}$  из формулы (8.2.2) и  $K_{пр}$  из выражения (8.2.5), получим

$$K_{пп} = \frac{P_0 \sigma P_{0и} G_0 \lambda^2}{P_{м}^2 64\pi^3 K_{ц}}.$$

Таким образом, во втором варианте коэффициент передачи передающего тракта рассчитывается по формуле

$$K_{\text{пр}} = \frac{K_{\text{ПРС}} P_0 \sigma P_{0\text{и}} G_0 \lambda^2}{P_{\text{м}}^2 64 \pi^3 K_{\text{ц}} R^4}.$$

В этом случае исходными данными для расчета являются дальности  $R$  и ЭПР цели  $\sigma$ , мощность сигнала, излучаемого РЛС в рабочем режиме  $P_0$  и в режиме имитации, коэффициент усиления антенны РЛС  $G_0$ , допустимая мощность на входе АЦП имитатора  $P_{\text{м}}$ , коэффициент передачи цифрового преобразователя  $K_{\text{ц}}$ .

## Контрольные вопросы

.....

1. В чем преимущества использования непрерывных зондирующих сигналов? Назовите основные отличия в моделях радиолокационного канала для импульсных и длительных сигналов.
2. Что означает понятие «дальномерный спектр» сигнала биений? Каково влияние эволюций ЛА и типов подстилающей поверхности на дальномерный спектр?
3. Назовите преимущества использования симметричного закона модуляции частоты зондирующего сигнала.
4. Какие ошибки оценки параметров движения ЛА появляются при неучете «остаточной» высоты?
5. Как определить достаточное количество блестящих точек при моделировании подстилающей поверхности? Какие упрощения математических моделей допустимы при реализации комплексов полунатурного моделирования?
6. Опишите основные составляющие модели радиолокационного сигнала.
7. Каким образом реализована обработка сигнала в высотомерном канале?
8. Какие виды обработки позволяют повысить разрешающую способность по высоте?
9. Какие преимущества дает доплеровская фильтрация?
10. Опишите основные способы различения подстилающих поверхностей по сигналу импульсного радиовысотомера.
11. Нарисуйте общую структуру РЛС обзора земной поверхности.
12. Охарактеризуйте основные типы рассеивающих объектов земной поверхности и математические модели рассеянных сигналов.
13. Укажите основные способы селекции неподвижных целей на земной поверхности.

14. Укажите принципы селекции подвижных целей вблизи и на протяженной поверхности.
15. Дайте сравнительную характеристику способам моделирования сигналов, рассеянных протяженной поверхностью.
16. Укажите принципы автономного РЛ измерения параметров движения ЛА относительно подстилающей поверхности.
17. Назовите основные этапы моделирования бортовых РЛС, задачи, решаемые на отдельных этапах, и требования к имитаторам сигналов.
18. Дайте сравнительную характеристику методов моделирования сигналов, рассеянных распределенными объектами.
19. Что называется ФКМ сигналом, какие виды ФКМ существуют?
20. Каковы преимущества и недостатки сложных сигналов по сравнению с простыми?
21. Поясните способы обработки принимаемых ФКМ сигналов.
22. Поясните основные проблемы и ограничения при использовании ФКМ сигналов при зондировании протяженной подстилающей поверхности.

## Библиографический список

.....

### Использованный список

.....

- 1 Разработка методов и исследование алгоритмов имитации электромагнитных полей и сигналов в раскрытии приемных антенн бортовых радиолокационных систем обзора земной поверхности : отчет о НИР (промежуточный) по 1-му этапу аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009–2010 годы)»/УрФУ ; рук. В. Г. Важенин ; исп. Н. А. Дядьков [и др.]. — Екатеринбург, 2009. — 95 с. — № ГР 3358/01201050297. — Инв. № 332833.
- 2 Разработка методов и исследование алгоритмов имитации электромагнитных полей и сигналов в раскрытии приемных антенн бортовых радиолокационных систем обзора земной поверхности : отчет о НИР (промежуточный) по 2-му этапу аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009–2010 годы)» / УрФУ ; рук. В. Г. Важенин ; исп. Н. А. Дядьков [и др.]. — Екатеринбург, 2009. — 162 с. — № ГР 3358/01201050297. — Инв. № 332865.
- 3 Борисов, Ю. П. Математическое моделирование радиосистем / Ю. П. Борисов. — М. : Сов. радио, 1976. — 296 с.
- 4 Боркус, М. К. Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов / М. К. Боркус, А. Е. Черный. — М. : Сов. радио, 1973. — 169 с.
- 5 Колчинский, В. Е. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / В. Е. Колчинский, И. А. Мандуровский, М. И. Константиновский ; под ред. В. Е. Колчинского. — М. : Сов. радио, 1975. — 432 с.
- 6 Дудник, П. И. Многофункциональные радиолокационные системы : учеб. пособие для вузов / П. И. Дудник, А. Р. Ильчук, Б. Г. Татарский ; под ред. Б. Г. Татарского. — М. : Дрофа, 2007. — 283 с.



- 7 Жуковский, А. П. Теоретические основы радиовысотометрии / А. П. Жуковский, Е. И. Оноприенко, В. И. Чижов. — М. : Сов. радио, 1979. — 320 с.
- 8 Радиотехнические и радиооптические системы : учеб. пособие для студентов вузов / Э. А. Засовин [и др.] ; под. ред. Э. А. Засовина. — М. : Круглый год, 2001. — 752 с.
- 9 Зубкович, С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности / С. Г. Зубкович. — М. : Сов. радио, 1968. — 224 с.
- 10 Штагер, Е. А. Рассеяние радиоволн на телах сложных форм / Е. А. Штагер. — М. : Радио и связь, 1986. — 184 с.
- 11 Кондратенков, Г. С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли : учеб. пособие для вузов / Г. С. Кондратенков, А. Ю. Фролов ; под ред. Г. С. Кондратенкова. — М. : Радиотехника, 2005. — 368 с.
- 12 Авиационные системы радиоуправления: в 3 т. Т. 2. Радиоэлектронные системы самонаведения / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Радиотехника, 2003. — 390 с.
- 13 Канащенков, А. И. Формирование облика авиационных систем управления вооружением / А. И. Канащенков. — М. : Радиотехника, 2006. — 336 с.
- 14 Радиолокационные системы многофункциональных самолетов : в 3 т. Т. 1. РЛС — информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационного сигнала / под ред. А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова. — М. : Радиотехника, 2006. — 626 с.
- 15 Кузьмин, И. В. Основы моделирования сложных систем / И. В. Кузьмин. — Киев : Вища школа, 1981. — 386 с.
- 16 Моделирование в радиолокации / А. И. Леонов [и др.] ; под ред. А. И. Леонова. — М. : Сов. радио, 1979. — 264 с.
- 17 Радиолокационные методы исследования Земли / Ю. А. Мельник [и др.] ; под ред. Ю. А. Мельника. — М. : Сов. радио, 1980. — 264 с.
- 18 Сколник, М. Справочник по радиолокации : в 4-х т. Т. 1. Основы радиолокации / М. Сколник ; пер. К. Н. Трофимов. — М. : Сов. радио, 1976. — 456 с.

- 19 Тверской, Г. Н. Имитаторы эхосигналов судовых радиолокационных станций / Г. Н. Тверской, Г. К. Терентьев, И. П. Харченко. — М. : Судостроение, 1973. — 224 с.
- 20 Тырышкин, И. С. Алгоритм имитационного моделирования эхо-сигналов РЛС обзора поверхности земли / И. С. Тырышкин, А. В. Киселев, И. С. Савиных // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2001. — № 5–6. — С. 25–32.
- 21 Имитатор отраженного сигнала для радиовысотомеров : а. с. 1097073 СССР / Н. А. Дядьков, А. А. Калмыков, В. С. Кубланов, Б. И. Судаков. — [Б. м.] : [Б. и.]. — 4 с.
- 22 Имитатор сигналов для РЛС : а. с. 1263055 СССР / Н. А. Дядьков, А. А. Калмыков, В. С. Кубланов, Б. И. Судаков, А. И. Сиротин, Ю. П. Горяев. Заявка № 3811653/09 от 13.11.84.. — [Б. м.] : [Б. и.], 1984. — 5 с.
- 23 Ширман, Я. Д. Радиоэлектронные системы : Основы построения и теория : справ. / Я. Д. Ширман ; под ред. Я. Д. Ширмана. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Радиотехника, 2007. — 512 с.
- 24 Верба, В. С. Обнаружение наземных объектов. Радиолокационные системы обнаружения и наведения воздушного базирования / В. С. Верба. — М. : Радиотехника, 2007. — 360 с.
- 25 Виноцкий, А. С. Автономные радиосистемы : учеб. пособие для вузов / А. С. Виноцкий. — М. : Радио и связь, 1986. — 336 с.
- 26 Морская радиолокация / под ред. В. И. Винокурова. — Л. : Судостроение, 1986. — 256 с.
- 27 Кеннеди, Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием / Р. Кеннеди ; пер. с англ. под ред. И. А. Овсеевича. — М. : Сов. радио, 1973. — 304 с.
- 28 Калмыков, А. А. Выбор масштабных коэффициентов при моделировании радиовысотомеров с помощью ультразвуковых волн в жидкости / А. А. Калмыков // Проблемы повышения эффективности и качества радиотехнических систем : межвуз. сб. — Свердловск, 1979. — Вып. 1. — С. 104–109.
- 29 Имитация радиолокационного сигнала, отраженного от движущейся цели / А. С. Боков [и др.] // Вестник УГТУ-УПИ. Серия радиотехническая. — Екатеринбург, 2005. — № 19 (71). — С. 143–149.
- 30 Формирование входного сигнала радиовысотомера с ЛЧМ, имитирующего отражение от протяженной поверхности / А. С. Боков [и др.] // Радиовысотометрия — 2007 : сб. тр. 2-й Всерос.

- НТК / отв. ред. А. А. Иофин, Л. И. Пономарев. — Екатеринбург, 2007. — С. 342–348.
- 31 Пат. US5892479. Electromagnetic target generator [Электрон. ресурс] Режим доступа: [www.google.com/US5892479](http://www.google.com/US5892479). — Загл. с экрана
- 32 Synthetic Aperture Radar [Электронный ресурс]. — Albuquerque : Sandia Corporation, 2005. — Режим доступа: <http://www.sandia.gov/radar/sar.html>, свободный. — Загл. с экрана.
- 33 Теоретические основы радиолокации : учеб. пособие для вузов / А. А. Коростелев [и др.] ; под ред. В. Е. Дулевича. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Сов. радио, 1978. — 608 с.
- 34 Кук, Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд ; пер. с англ. под ред. В. С. Кельзона. — М. : Сов. радио, 1971. — 586 с.
- 35 Исследование работы высотомера с фазокодированным сигналом / Ю. В. Марков [и др.] // Радиовысотометрия-2007 : сб. тр. 2-й Всерос. НТК / отв. ред. А. А. Иофина, Л. И. Пономарева. — Екатеринбург, 2007. — С. 324–331.
- 36 Тяпкин, Л. Н. Спектральные характеристики радиолокационных ЧМ-сигналов, отраженных от земной поверхности. Часть II. Подвижный локаатор / Л. Н. Тяпкин // Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехн. — 1976. Вып. 4. — С. 13–23.
- 37 Градштейн, И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. — 4-е изд., перераб. при участии Ю. В. Геронимуса и М. Ю. Цейтлина. — М. : Государственное изд-во физико-математической литературы, 1963. — 1107 с.
- 38 Бакулев, П. А. Радиолокационные и радионавигационные системы : учеб. пособие для вузов / П. А. Бакулев, А. А. Сосновский. — М. : Радио и связь, 1994. — 296 с.
- 39 Соколов, А. В. Методы моделирования радиолокационных целей / А. В. Соколов // Зарубежная радиоэлектроника. — 1974. — № 6. — С. 3–32.
- 40 Островитянов, Р. В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р. В. Островитянов, Ф. А. Басалов. — М. : Радио и связь, 1982. — 232 с.
- 41 Фок, В. А. Проблемы дифракции и распространения радиоволн / В. А. Фок. — М. : Сов. радио, 1970. — 520 с.

- 42 Тихонов, В. И. Выбросы случайных процессов / В. И. Тихонов. — М. : Наука, 1970. — 392 с.
- 43 Fay, F. Weibull distribution applied to sea clutter / F. Fay, J. Clarke, R. Peters // IEEE Int. Radar Conf. Record. — L., 1977. — P. 101–104.
- 44 Log-Weibull distributed sea clutter / M. Sekine [et al.] // IEE Proc. F.: Commun., radar & signal process. — 1980. — Vol. 127. — № 3. — P. 225–228.
- 45 Baker, C. J. Coherent properties of K-distributed sea clutter / C. J. Baker // 16 Europ. microwave conf. Proc. — Dublin, 1986. — P. 311–316.
- 46 Schleher, D. C. Radar detection in log-normal clutter examined statistically / D. C. Schleher // Electronic engineering. — 1976. Vol. 5. — № 11. — P. 53–58.
- 47 Егоров, В. В. Доплеровские радары посадки космических аппаратов на Луну и планеты Солнечной системы / В. В. Егоров // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. — 2012. — Т. 9. — № 2. — С. 145–151.
- 48 Кучинский, А. С. Система цифровой обработки для доплеровского измерителя скорости и дальности на базе сигнальных процессоров «Мультикор» / А. С. Кучинский // Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехн. — 2011. — № 1. — С. 147–155.
- 49 Казаринов, Ю. М. Радиотехнические системы : учеб. для вузов / Ю. М. Казаринов [и др.] ; под ред. Ю. М. Казаринова. — М. : Высш. шк. — 1990. — 496 с.
- 50 Скрыпник, О. Н. Радионавигационные системы воздушных судов : учеб. / О. Н. Скрыпник. — М. : НИЦ ИНФРА-М, 2014. — 348 с.
- 51 Бесконтактный измеритель вектора скорости / А. С. Боков [и др.]. — № 2188432 от 27.08.02 г.; опубл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели» от 27.08.02.
- 52 Корреляционный измеритель высоты и составляющих вектора скорости / Н. Н. Калмыков [и др.]. — № 2498344 от 20.07.2013; заявл. 11.01.2012; опубл. 10.11.2013. — 22 с.: ил.
- 53 Анфиногенов, А. Ю. Моделирование радиолокационных портретов распределенных объектов сложной формы / А. Ю. Анфиногенов, Л. А. Школьный // Радиотехника. — 2000. — № 3. — С. 64–68.

- 54 Жуковский, А. П. Рассеяние электромагнитных волн земной поверхностью : учеб. пособие / А. П. Жуковский. — М. : Изд-во МАИ. — 1991. — 80 с.
- 55 Ulaby, F. T. Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain / F. T. Ulaby, M. C. Dobson. — Artech house, 1989. — 320 с.
- 56 Инструментальный модуль MC23.01 на базе СБИС «система на кристалле» 1879 ВМЗ [Электрон. ресурс]. — Режим доступа: <http://www.module.ru/ruproducts/dspmod/mc2301.shtml>. — Загл. с экрана.
- 57 Способ и устройство имитации радиолокационных сигналов мо-ноимпульсной РЛС / Н. А. Дядьков [и др.]. — № 2391682 от 10.06.2010; заявл. 26.12.2008; опубл. 10.06.2010. Бюл. 16. — 17 с. : ил.
- 58 Имитатор радиолокационного сигнала сцены/Н. А. Дядьков [и др.]. — № 2403587 от 10.11.2010; заявл. 26.12.2008; опубл. 10.11.2010. Бюл. 31. — 9 с.: ил.
- 59 Имитатор ложной радиолокационной цели при зондировании сигналами с линейной частотной модуляцией / А. С. Боков [и др.]. — № 2486540 от 27.06.2013; заявл. 05.12.2011; опубл. 27.06.2013. Бюл. 18. — 13 с.: ил.
- 60 Имитатор радиолокационной цели при зондировании преимущественно длительными сигналами / А. С. Боков [и др.]. — № 2504799 от 20.01.2014; заявл. 05.12.2011; опубл. 20.01.2014. Бюл. 2. — 12 с.: ил.
- 61 Соловьянов, А. В., Использование разностного канала РЛС для улучшения качества восстановления РЛИ / А. В. Соловьянов, В. Г. Важенин, А. Л. Агеев // Радиовысотометрия — 2004 : сб. тр. Первой Всерос. НТК ; под. ред. А. А. Иофина, Л. И. Пономарева. — Екатеринбург : Изд-во АМБ, 2004. — С. 69–76.

#### Рекомендуемый список

.....

Бартон, Д. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартон, Г. Вард ; пер. с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. — М. : Сов. радио, 1976. — 392 с.

- Валеев, В. Г. Обнаружение сигналов в негауссовских помехах / В. Г. Валеев // Теория обнаружения сигналов [коллектив. моногр.] ; под ред. П. А. Бакута. — М., 1984. — С. 266–325.
- Цветнов, В. В. Статистические свойства радиолокационных сигналов от протяженных поверхностей в системах с внутренней когерентностью / В. В. Цветнов // Теория и техника радиолокации : тр. МАИ. — М., 1966. — Вып. 1. — С. 5–26.
- Farina, A. Coherent radar detection in log-normal clutter/A. Farina, A. Russo, F. A. Studer // IEE Proc. F: Commun., radar & signal process. — 1986. — Vol. 133. — № 1. — P. 39–54.
- Абсолютные и относительные лаги / Виноградов К. А. [и др.]. — Л. : Судостроение, 1990. — 264 с.
- Schleher, D. C. Radar detection in log-normal clutter examined statistically / D. C. Schleher // Electronic engineering. — 1976. — Vol. 5. — № 11. — P. 53–58.
- Небылов, А. В. Измерение параметров полета вблизи морской поверхности / А. В. Небылов. — СПб., 1994. — 307 с.
- Роджерсон, Д. Основы СОМ / Д. Роджерсон; пер. с англ. — 2-е изд., испр. и доп. — М. : ИТД Русская редакция, 2000. — 400 с.
- Бокс, Д. Сущность технологии СОМ. Библиотека программиста / Д. Бокс ; пер. с англ. — СПб. : Питер, 2001. — 397 с.
- База данных отражающих характеристик покровов и поверхностей / В. Г. Важенин [и др.] // Радиолокация, навигация связь : тр. X Междунар. науч.-техн. конф. — Воронеж, 2004. — Т. 3. — С. 1714–1721.
- Калмыков, А. А. Моделирование ошибки смещения импульсного радиовысотомера / А. А. Калмыков, Н. И. Серегин // Проблемы повышения эффективности и качества радиотехнических систем : межвуз. сб. — Свердловск, 1979. — Вып. 2. — С. 12–19.
- Соучек, Б. Мини-ЭВМ в системах обработки информации / Б. Соучек; пер. с англ. ; под ред. Е. В. Доброва. — М. : Мир, 1976. — 520 с.
- Марков, Ю. В. Оценка эффективности алгоритмов цифровой обработки сигнала в ЧМ РВ / Ю. В. Марков, В. Г. Важенин, Л. И. Пономарев // Вестн. УГТУ-УПИ. Сер. радиотехн. — Екатеринбург, 2005. — № 19 (71). — С. 99–105.

## Приложение (справочное)

.....

### Основные характеристики БИС 1879 BM3 (DSM)\*

#### Характеристики АЦП и ЦАП:

- два 6-разрядных АЦП, осуществляющих преобразование четных и нечетных выборок квадратурных составляющих  $I$  и  $Q$  входного сигнала с частотой 600, 300 или 150 Мвыборок/с каждый;
- четыре 12-разрядных ЦАП, формирующих четные и нечетные выборки квадратурных составляющих  $I$  и  $Q$  выходного сигнала с частотой 300, 150 или 75 Мвыборок/с каждый;
- функции цифровой обработки входных и выходных квадратурных сигналов —
  - детектирование входного сигнала;
  - цифровая фильтрация входных сигналов;
  - вычисление максимальной амплитуды входного сигнала;
  - определение моментов совпадения квадратурных составляющих входного сигнала;
  - цифровое усиление входного сигнала;
  - сложение входного сигнала с выходным или эталонным сигналом;
  - программирование задержек однократных и частоты следования периодических выходных сигналов с дискретом 13,33 нс (минимальная задержка прохождения сигнала от аналогового входа до аналогового выхода — 35 нс);
  - программирование сдвига частоты выходного сигнала в диапазоне  $-293...+293$  кГц с дискретом 8,94 Гц;
  - микширование двух выходных сигналов (частота микширования 18,75–75 МГц).

---

\*Материалы взяты с сайта [http://www.module.ru/catalog/micro/processor\\_1879bm3\\_dsm/](http://www.module.ru/catalog/micro/processor_1879bm3_dsm/) (дата обращения 30.10.2015).

Прочие характеристики:

- программируемый цифровой интерфейс — 16 входов и 20 выходов;
- максимальная частота цифрового интерфейса — 150 МГц;
- внутренняя двухпортовая память команд объемом 64 Кбайт;
- внутренняя четырехпортовая память данных объемом 192 Кбайт;
- программируемый интерфейс с внешней 64- или 32-разрядной шиной данных;
- тип внешней памяти асинхронная статическая (*SRAM*) или синхронная динамическая (*SDRAM*);
- максимальная скорость обмена с *SRAM* — 600 Мбайт/с;
- максимальная скорость обмена с *SDRAM* — 800 Мбайт/с;
- адресуемое пространство внешней памяти — 64 Мбайт;
- режим совместной работы контроллера и внешнего процессора с общей памятью;
- произвольный доступ внешнего процессора (*TI TMS320C4x*, НТЦ Модуль *NeuroMatrix® NM6403* и др.) к внутренней памяти БИС 1879 ВМ3 (*DSM*);
- 10 внешних и 148 внутренних прерываний;
- 24-разрядный счетчик реального времени;
- 8 программно настраиваемых каналов, каждый из которых содержит канал ПДП, 18-разрядный счетчик задержек, 12-разрядный счетчик внешних и внутренних событий, а также аппаратуру для генерации прерываний по этим событиям;
- 8 встроенных каналов ПДП;
- синхронизация от внешнего источника с частотой 600 МГц;
- длительность процессорного такта — 6,666 нс (150 МГц);
- основной формат данных — 64-разрядные слова, в которых упакованы однобайтовые данные, представленные в дополнительном коде;
- разрядность команд — 128 бит. Каждая команда выполняется за два процессорных такта.



# Оглавление

Основные сокращения .....	3
Введение .....	5
1. Назначение, принципы построения, алгоритмы функционирования и особенности моделирования современных и перспективных бортовых РЛС, работающих по земной поверхности .....	6
1.1. Бортовые РЛС, работающие по земной поверхности .....	7
1.1.1. Общая характеристика БРЛС .....	7
1.1.2. Особенности моделирования сигналов БРЛС.....	11
1.2. Радиовысотомерные системы .....	13
1.2.1. Принципы измерения высоты полета в РВ с ЧМ... ..	14
1.2.2. Структура и алгоритм работы измерителей высоты с ЛЧМ сигналом .....	20
1.2.3. Структура и алгоритм работы измерителей высоты с импульсным сигналом .....	26
1.2.4. Основные погрешности радиовысотомера .....	29
1.2.5. Автономная навигационная система на базе РВ ....	32
1.2.6. Структура и алгоритм работы измерителей высоты с ФКМ сигналом .....	33
1.3. Радиолокационные измерители составляющих вектора скорости полета .....	40
1.3.1. Общие принципы радиолокационного измерения параметров движения .....	40
1.3.2. Общая структура и основные особенности доплеровских измерителей скорости .....	47
1.3.3. Общая структура корреляционных измерителей скорости .....	52

2. Принципы и пути имитации и моделирования БРЛС, работающих по земной поверхности .....	57
2.1. Методы математического описания радиолокационного канала РЛС .....	58
2.2. Принципы построения и классы имитаторов сигналов для БРЛС, работающих по земной поверхности .....	59
2.3. Полунатурное моделирование БРЛС обнаружения, распознавания и сопровождения цели.....	62
2.3.1. Концепция полунатурного моделирования БРЛС .....	62
2.3.2. Имитаторы сигналов для полунатурного моделирования БРЛС обнаружения, распознавания и сопровождения (ОРС) целей .....	65
2.4. Полунатурное моделирование сигналов для РВС .....	75
2.4.1. Структура комплекса полунатурного моделирования .....	77
2.4.2. Модели формирования сигналов РВС.....	80
2.5. Полунатурное моделирование радиолокационных измерителей составляющих вектора скорости полета.....	84
2.5.1. Требования к полунатурной модели корреляционных измерителей составляющих скорости .....	84
2.5.2. Принцип построения имитатора сигнала КРИСС....	86
2.5.3. Принцип построения стенда полунатурного моделирования КРИСС .....	91
3. Математическая модель радиолокационного канала БРЛС обнаружения, распознавания и сопровождения (ОРС) наземных и надводных целей.....	93
3.1. Математическая модель радиолокационного канала .....	94
3.1.1. Характеристики радиолокационных целей .....	94
3.1.2. Обобщенная математическая модель сигнала, отраженного от протяженных целей .....	96
3.1.3. Методы моделирования тропосферного канала распространения электромагнитных волн .....	103
3.2. Математическая модель сигнала помеховых отражений.....	107
3.3. Алгоритмы формирования РЛИ из сигнала, принятого бортовой РЛС .....	113

4. Математическая модель радиолокационного канала радиовысотомерных систем с ЛЧМ .....	116
4.1. Фацетная модель подстилающей поверхности .....	116
4.2. Модель формирования радиолокационного канала .....	119
4.3. Параметры модели и алгоритм расчета принимаемых сигналов.....	121
4.3.1. Параметры движения ЛА, влияющие на отраженный сигнал .....	121
4.3.2. Параметры РВ, влияющие на отраженный сигнал.....	123
4.3.3. Параметры подстилающей поверхности .....	123
4.3.4. Алгоритм расчета сигнала биений.....	125
4.4. Особенности формирования эквивалентного спектра сигнала биений .....	128
4.5. Примеры моделирования для стационарной подстилающей поверхности.....	129
4.6. Примеры моделирования для сложных поверхностей ...	134
5. Математическая модель принятого радиолокационного сигнала в радиовысотомерных системах с ИМ .....	140
5.1. Математическая модель радиолокационного сигнала импульсного радиовысотомера («Модель 1») .....	140
5.2. Матричная модель сигнала импульсного радиовысотомера (адаптированная для матричных вычислений) («Модель 2») .....	148
5.3. Исследование флуктуационной ошибки на примере «Модель 1» .....	152
5.4. Сравнение «Модели 1» и «Модели 2» .....	156
6. Математическая модель радиолокационного канала радиовысотомерных систем с ФКМ .....	159
7. Математическая модель корреляционных измерителей составляющих вектора скорости полета .....	167

8. Программно-аппаратный комплекс для полунатурного моделирования БРЛС .....	177
8.1. Имитатор сигналов для радиовысотомерных систем ИОС-РВ.....	178
8.1.1. Реализация алгоритмов имитации с использованием методов цифровой обработки сигналов .....	178
8.1.2. Структура программно-аппаратного комплекса полунатурного моделирования РВС.....	181
8.2. Имитатор сигнала, отраженного от цели, ИЦ-БСУ .....	184
8.2.1. Назначение, основные требования и принцип построения имитатора сигнала, отраженного от цели.....	184
8.2.2. Состав, структура, технические требования, предъявляемые к имитатору цели ИЦ-БСУ .....	186
8.2.3. Энергетические соотношения и алгоритмы управления выходной мощностью имитатора .....	189
Контрольные вопросы .....	193
Библиографический список .....	195
Приложение.....	202

*Учебное издание*

**Важенин** Владимир Григорьевич,  
**Дядьков** Николай Александрович,  
**Боков** Александр Сергеевич,  
**Сорокин** Артем Константинович,  
**Марков** Юрий Викторович,  
**Лесная** Любовь Леонидовна

**ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ  
БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ,  
РАБОТАЮЩИХ ПО ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ**

Редактор И. В. Меркурьева  
Верстка О. П. Игнатъевой

Подписано в печать 27.11.2015. Формат 70×100/16.  
Бумага писчая. Плоская печать. Гарнитура Newton.  
Уч.-изд. л. 10,6. Усл. печ. л. 16,8. Тираж 100 экз.  
Заказ 399

Издательство Уральского университета  
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ  
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5  
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41  
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ  
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4  
Тел.: 8 (343) 350-56-64, 350-90-13  
Факс: 8 (343) 358-93-06  
E-mail: press-urfu@mail.ru

